

ТОМСКИЙ ОРДЕНА ОКТЯБРЬСКОЙ РЕВОЛЮЦИИ
И ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ ИМЕНИ С. М. КИРОВА

Б. А. БАГИНСКИЙ

БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ПЕРЕМЕННОГО
НАПРЯЖЕНИЯ
В ПОСТОЯННОЕ

Под редакцией доктора технических наук,
профессора Л. М. Ананьева



ИЗДАТЕЛЬСТВО ТОМСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Томск — 1990

УДК 621.316.722.1

Багинский Б. А. Бестрансформаторные преобразователи переменного напряжения в постоянное. — Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. — 224 с. — 2 р. 500 экз. 2302020000.

Рассматривается схемотехника и основные характеристики преобразователей переменного синусоидального напряжения в постоянное. На основе подробного анализа электромагнитных процессов даны соотношения и графики, необходимые для обоснованного выбора и расчета силовой части. Приводятся схемы и параметры сглаживающих фильтров с управляемым энергообменом реактивных элементов.

Для инженеров, занимающихся разработкой систем электропитания, а также студентов электротехнических специальностей.

Рецензент — доктор технических наук
профессор А. В. Кобзев

ISBN 5—7511—0382—3

Б $\frac{2302020000}{177(012)—90}$ —83—88

© Багинский Б. А., 1990

ПРЕДИСЛОВИЕ

Преобразование переменного напряжения в постоянное является типовой задачей энергетической электроники. Решению этой задачи уделялось значительное внимание всеми поколениями ученых и инженеров, работающих в данной области. Традиционным элементом структурной схемы преобразователя является силовой согласующий трансформатор, работающий на частоте питающей сети. Разработан и исследован ряд схем преобразователей, ставших классическими, а также серия модифицированных схем, работающих только при наличии силового трансформатора. Не умаляя значимости данных устройств, следует отметить, что основным направлением совершенствования силовой электроники является преобразование потока энергии с помощью промежуточных звеньев высокой частоты. В этом направлении, активно разрабатываемом в последние годы, достигнуты значительные не только количественные, но и принципиально новые качественные результаты. Структурная схема многих классов преобразователей с промежуточным высокочастотным звеном включает звено постоянного тока, которое при питании от сети переменного тока содержит бестрансформаторный выпрямитель и сглаживающий фильтр. Зачастую складывается ситуация, кажущаяся, на первый взгляд, парадоксальной, когда высокочастотное звено, реализующее сложные функции, имеет меньшие массу и габариты, чем включенное на его входе звено постоянного тока, функции которого значительно проще. Это положение особенно проявляется при питании от однофазной промышленной сети переменного тока.

Эффективным путем совершенствования бестрансформаторных преобразователей переменного напряже-

ния в постоянное является рациональное использование вентильно-индуктивных цепей как для формирования входного тока, так и для формирования токов элементов преобразователей, в частности фильтровых конденсаторов. Принципы построения таких устройств и их характеристики в настоящее время описаны в статьях, авторских свидетельствах.

Отсутствие систематического изложения основных идей, сравнительного анализа различных решений зачастую приводит к использованию далеко не оптимальных схем и режимов их работы.

В настоящей книге предпринята попытка в некоторой мере восполнить этот пробел. Значительная часть изложенных результатов публикуется впервые.

В первой главе рассматриваются требования к преобразователям переменного напряжения в постоянное, на основе обобщенных схем характеризуются различные способы регулирования коэффициента передачи по напряжению. Следует отметить, что при сравнительном анализе различных схем чрезвычайно важен выбор критериев. Наряду с параметрами, характеризующими качество потребляемой из сети и переданной в нагрузку энергии, для сравнения коммутирующих приборов приняты коэффициенты, пропорциональные мощности потерь, а для сравнения дросселей и конденсаторов — коэффициенты, пропорциональные запасаемой в них энергии.

Вторая глава посвящена преобразователям понижающего типа. К ним отнесены устройства, выходное напряжение которых в основном рабочем режиме не превышает средневывпрямленного входного. Как широко известные, так и оригинальные схемы преобразователей анализируются при конечном значении индуктивности сглаживающих дросселей. Приводятся графики и таблицы, облегчающие выбор схем, а также расчет их основных характеристик.

В третьей главе рассматриваются однофазные и трехфазные преобразователи повышающего типа. Этому классу устройств не уделялось должного внимания, и они использовались в основном для питания маломощных потребителей. В то же время результаты проведенных исследований показывают, что повышающие схемы зачастую обладают лучшими характеристиками, чем понижающие. Учитывая постоянно растущий уро-

вень напряжений, коммутируемых полностью управляемыми ключами, применение таких схем в ряде устройств оказывается предпочтительным.

В выпрямителях однофазного напряжения промышленной сети значительную часть объема и массы устройств занимают элементы сглаживающего фильтра. Попытки изменить сложившееся положение в рамках традиционных схемных решений, в частности путем применения оптимизированных многозвенных пассивных фильтров, не дают качественно новых результатов. Наиболее эффективным способом улучшения характеристик сглаживающих фильтров является введение в их состав активных звеньев. Материал четвертой главы посвящен фильтрующим устройствам с управляемым энергообменом реактивных элементов. Показывается перспективность данного способа снижения энергоемкости фильтров, приводятся характеристики основных схем и даются рекомендации по выбору их параметров. Основное внимание уделено энергетической части рассматриваемых преобразователей.

Автор выражает благодарность доцентам Е. В. Ярославцеву, М. М. Штейну, С. И. Щербинину и научным сотрудникам М. Л. Трубникову, В. Н. Макаревичу, совместно с которыми был разработан и внедрен ряд преобразователей.

Глава I

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ И ИХ ЭЛЕМЕНТАХ

§ 1.1. Основные структурные схемы и параметры бестрансформаторных преобразователей переменного напряжения в постоянное

Под преобразователями переменного напряжения в постоянное будем понимать устройства, обеспечивающие на зажимах потребителя постоянное напряжение требуемого качества при подаче на их вход переменного напряжения с заданными параметрами. Первоначально к подобным устройствам относили в основном выпрямители (неуправляемые и управляемые) [1, 2], однако широкое внедрение способа преобразования энергии на повышенной частоте привело к существенному расширению данного класса преобразователей. Бестрансформаторные варианты устройств выполняют следующие основные функции: выпрямление напряжения, фильтрацию, регулировку либо стабилизацию напряжения на зажимах потребителя. Под выпрямлением понимается процесс преобразования разнополярного напряжения питающей сети в однополярное. Эта операция производится с помощью приборов, обладающих односторонней проводимостью, — вентилей. Выпрямленное напряжение наряду с постоянной составляющей имеет переменную и, как правило, не пригодно для непосредственного питания нагрузки. Уменьшение переменной составляющей до приемлемого уровня осуществляется сглаживающим фильтром. Третья из названных функций (регулирование напряжения), в принципе, не является обязательной, т. е. преобразователь может иметь постоянный коэффициент передачи по напряжению. Однако в большинстве случаев для согласования напряжений питающей сети и нагрузки, а также для поддержания постоянства выходного напряжения при колебаниях входного требуется регулируемый коэффициент передачи. Поэтому рассматриваемые устройства

имеют следующие функциональные узлы: вентиляльный блок (вентильный комплект, выпрямитель), сглаживающий фильтр, регулятор напряжения. В зависимости от выбранного способа регулирования напряжения, типа выпрямителя и фильтра возможны различные структурные схемы преобразователей, основные из которых показаны на рис. 1.1, где КПрТ, КПсТ — ключи переменного и постоянного токов соответственно, В — выпрямитель, УВ — управляемый выпрямитель, Ф — сглаживающий фильтр, Н — нагрузка. В схеме по

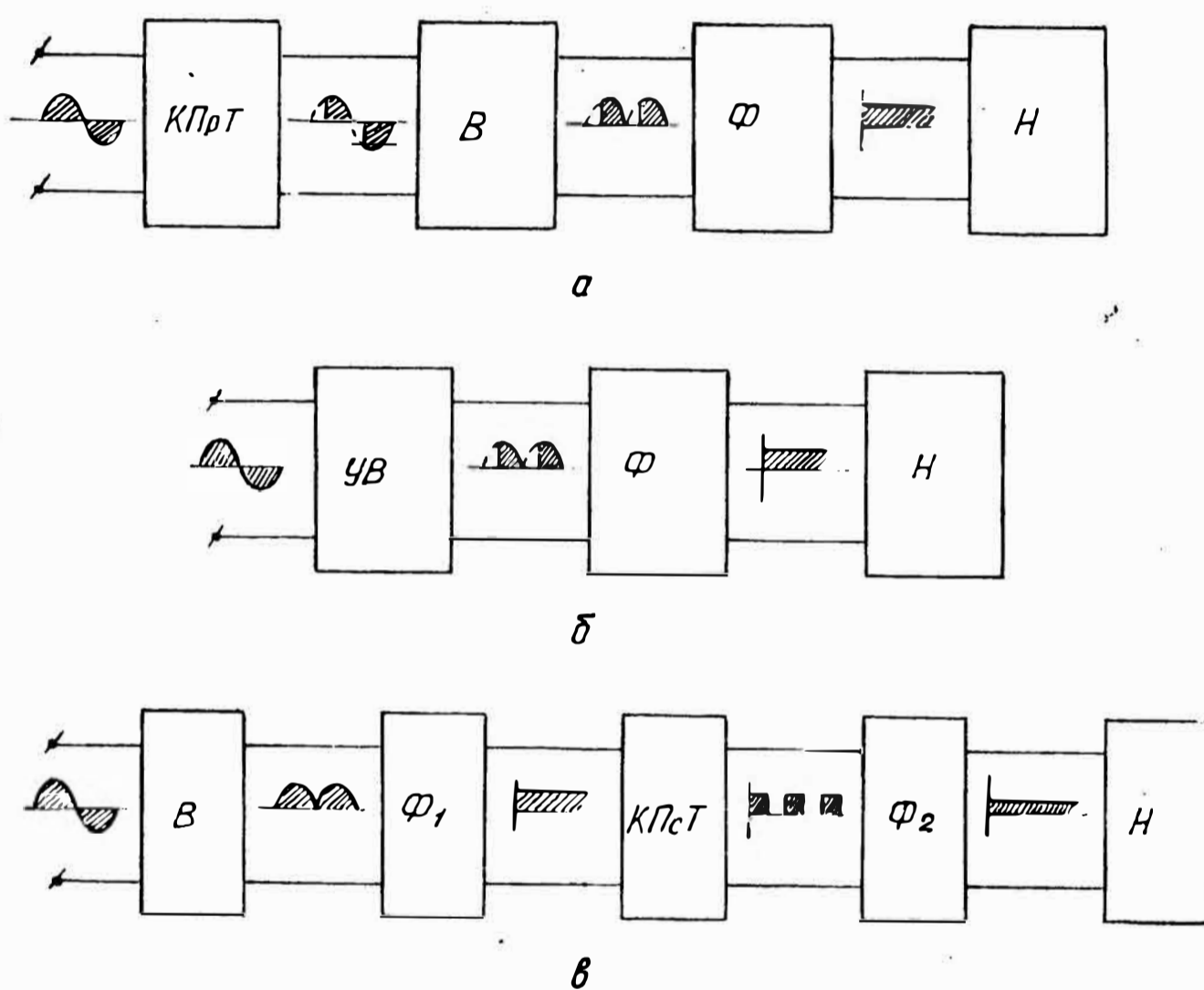
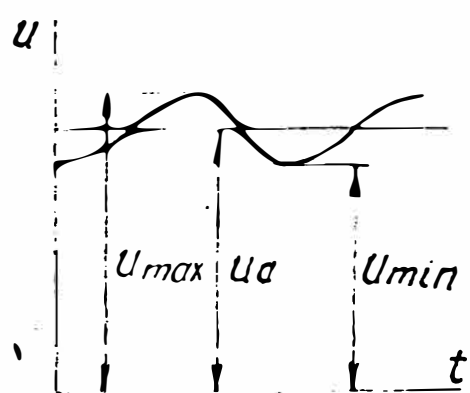


Рис. 1.1. Структурные схемы преобразователей переменного напряжения в постоянное

рис. 1.1, а сетевое напряжение модулируется с помощью ключа переменного тока, а затем выпрямляется и фильтруется. Во второй схеме (рис. 1.1, б) функции модулятора напряжения выполняет управляемый выпрямитель. По отношению модулирующей и сетевой частот различают регулирование на основной частоте (ОЧ) $f_m = 2f_c$, высокочастотное (ВЧ) $f_m > 2f_c$ и низкочастотное (НЧ) $f_m < 2f_c$. В приведенных схемах обычно регулирование осуществляется на основной частоте. Это объясняется тем, что высокочастотная модуляция непосредственно сетевого напряжения сопровождается ря-

дом нежелательных явлений, таких как большой уровень наводок и помех, необходимость вывода энергии из фаз питающей сети и пр. [15]. В то же время существенного улучшения габаритно-массовых показателей за счет повышения частоты в бестрансформаторных устройствах не достигается. Модуляция на повышенной частоте может эффективно использоваться в преобразователях по рис. 1.1, в. Здесь сетевое напряжение выпрямляется, частично фильтруется $\Phi 1$, а затем модулируется КПсТ и окончательно фильтруется $\Phi 2$. Достоинство такой схемы заключается в том, что для сети переменного тока преобразователь воспринимается как неуправляемый и процесс регулирования не сопровождается существенным изменением его энергетических характеристик. В то же время с помощью КПсТ возможно не только регулирование, но и активная фильтрация выпрямленного напряжения. Последнее качество существенно, т. к. габариты пассивных фильтров занимают значительную часть объема и массы преобразователей. Однако при такой структурной схеме не следует забывать о двойном преобразовании энергии и, как



правило, пониженном коэффициенте полезного действия устройства в целом.

Рис. 1.2. Характерная форма сглаженного напряжения

Основными величинами, характеризующими эксплуатационные свойства преобразователей переменного напряжения в постоянное, являются:

1. Номинальные значения постоянной составляющей выходного напряжения и тока ($U_{н.ком}$, $I_{н.ком}$), а также допустимые пределы их изменения;

2. Пульсации выходного напряжения, характеризуемые коэффициентом пульсаций $K_{пл}$. Так как большинство потребителей интересуется полным размахом изменений выходного напряжения, то под коэффициентом пульсаций понимают отношение (рис. 1.2):

$$K_{пл} = \frac{U_{max} - U_{min}}{2U_0}; \quad (1.1)$$

3. Частота (f_c) питающей сети переменного тока, число фаз, номинальная величина сетевого напряжения ($U_{\text{вх.ном}}$) и пределы его изменения;

4. Промежуточная частота ($f_{\text{пр}}$) преобразования потока энергии. Данный параметр существен при регулировании выходного напряжения на частоте, отличной от сетевой;

5. Регулировочная характеристика — зависимость коэффициента передачи по напряжению K_U от регулируемого параметра. Под коэффициентом передачи по напряжению удобно понимать отношение выходного напряжения к амплитуде входного, т. е. $K_U = U_{\text{н}}/U_{\text{вх.мах}}$;

6. Внешняя характеристика — зависимость выходного напряжения от тока нагрузки $U_{\text{н}} = f(I_{\text{н}})$;

7. Коэффициент полезного действия, определяемый как отношение мощности, отдаваемой в нагрузку, к активной мощности, потребляемой от питающей сети $\eta = P_{\text{н}}/P$;

8. Масса преобразователя G , его объем V и удельные параметры, характеризующиеся выходной мощностью, приходящейся на единицу массы или объема (Вт/кг; Вт/дм³);

9. Коэффициент мощности, равный отношению потребляемой от сети активной мощности к полной мощности

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i dt}{U_{\text{д}} I_{\text{д}}}, \quad (1.2)$$

где u , i — мгновенные значения входного напряжения и тока; $U_{\text{д}}$, $I_{\text{д}}$ — действующие значения данных величин.

В случае синусоидального входного напряжения данное выражение можно записать в виде

$$\chi = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T (\sin \vartheta) i dt}{\sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^T i^2 dt}} = \gamma \cdot \cos \varphi_1, \quad (1.3)$$

где $\nu = I_{1д}/I_{д}$ — коэффициент искажения входного тока; $I_{д}$, $I_{1д}$ — действующие значения входного тока и его первой гармоники; φ_1 — угол сдвига между первой гармоникой входного тока и сетевым напряжением.

Необходимость введения последних показателей объясняется тем, что преобразователи, как правило, потребляют из сети токи, законы изменения которых отличаются от сетевого напряжения. Это приводит к появлению различных составляющих полной мощности S : активной P , реактивной — Q , искажения — T , несимметрии — H

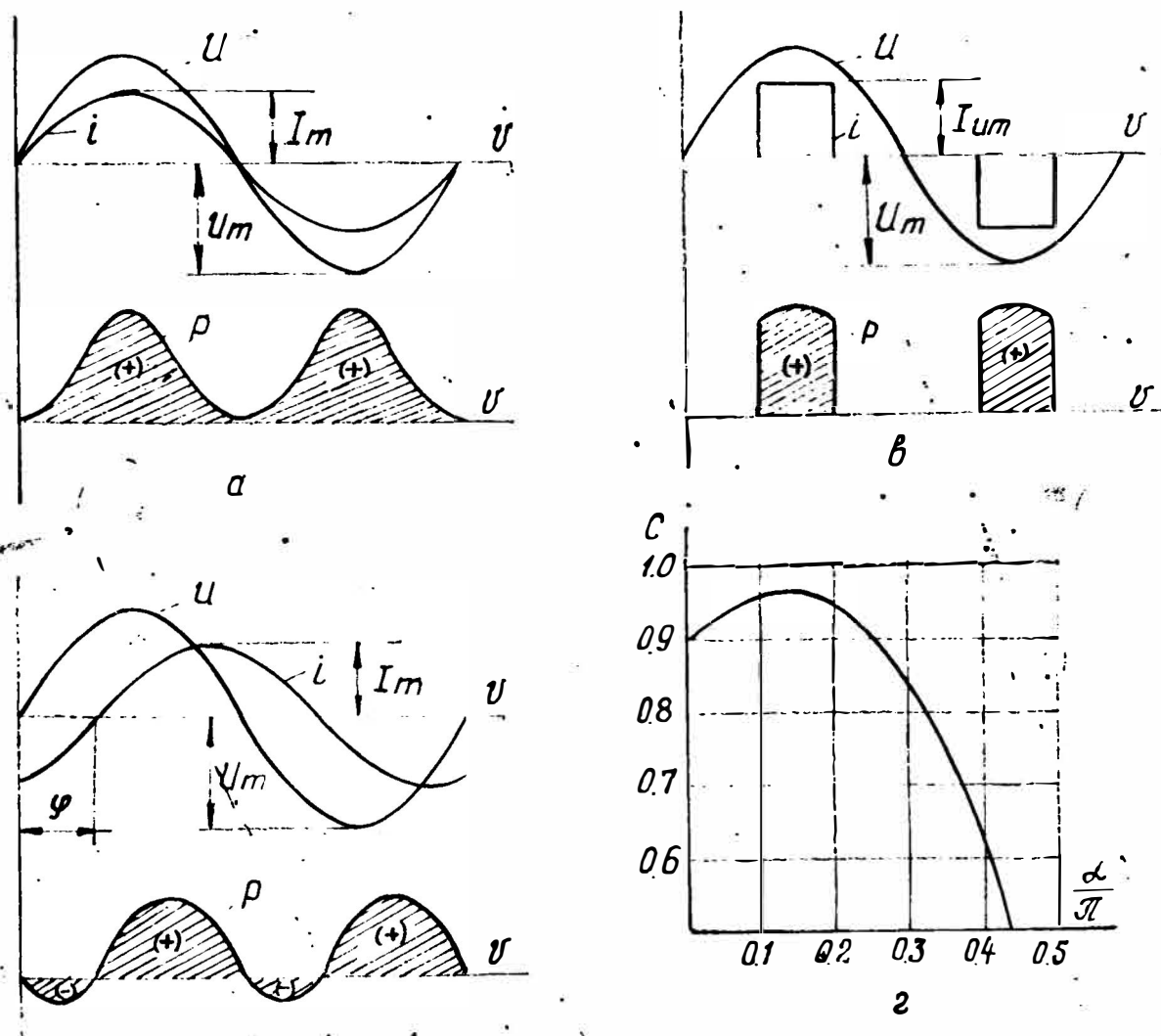


Рис. 1.3. К пояснению составляющих полной мощности

(для многофазных систем). Не останавливаясь на способах расчета каждой из названных мощностей, которые достаточно полно представлены в работах [3, 4], поясним физическую сущность и значимость отмеченных критериев качества энергопроцессов. Допустим, что в электрической цепи ток совпадает по фазе и форме с синусоидальным напряжением (рис. 1.3, а). При этом от источника к нагрузке передается только активная мощность

$$P_a = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \cdot \sin \vartheta \cdot I_m \cdot \sin \vartheta d\vartheta = 0,5 U_m \cdot I_m.$$

Если ток имеет ту же амплитуду и форму, но сдвинут относительно приложенного напряжения на угол φ (рис. 1. 3, б), то переданная активная мощность

$$P_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \cdot \sin \vartheta \cdot I_m \cdot \sin (\vartheta + \varphi) d\vartheta = 0,5 U_m \cdot I_m \cdot \cos \varphi = \\ = P_a \cdot \cos \varphi.$$

Очевидно, что чем больше угол φ , тем меньшая мощность будет передана нагрузке тем же током i . Следовательно, для передачи прежней мощности нужно в $1/\cos\varphi$ раз увеличить I_m . Поэтому наличие фазового сдвига свидетельствует о потреблении преобразователем дополнительной реактивной мощности.

Допустим, что ток имеет форму прямоугольных импульсов, расположенных «по центру» полупериода входного напряжения и имеющих угловую длительность $\Delta\vartheta = \pi - 2\alpha$. Для того чтобы данный ток имел действующее значение, равное соответствующему значению синусоидального, его амплитуда должна удовлетворять условию

$$I_{и.т.} = I_m \sqrt{\frac{\pi}{2(\pi - 2\alpha)}}.$$

Тогда переданная активная мощность

$$P_B = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} U_m \cdot \sin \vartheta \cdot I_{и.т.} \cdot d\vartheta = c P_a,$$

где
$$c = \sqrt{\frac{8}{\pi(\pi - 2\alpha)}} \cdot \cos \alpha.$$

На рис. 1. 3, г показан график зависимости $c = f(\alpha)$. Как видим, данный коэффициент во всем диапазоне изменения α меньше единицы, т. е. передаваемая мощность меньше P_a . Для того чтобы поднять ее до величины P_a , вновь необходимо увеличить ток. Требуемая дополнительная мощность в данном случае является мощностью искажения, т. е. ее наличие обусловлено искажением формы тока. Таким образом, сдвиг тока относительно сетевого напряжения, а также его искажение приводит к неизбежному увеличению действующего значения тока по сравнению с минимально возможным (при заданной мощности нагрузки) и соответствен-

но к росту потерь мощности в цепи передачи ее к потребителю. Отметим, что в данную цепь входят и элементы самого преобразователя, через которые также замыкается увеличенный ток.

Так как все большая часть энергии потребляется в преобразованном виде, возросло и выделение «паразитной энергии», оказывающей нежелательное влияние на другие потребители, устройства связи, передающие и генерирующие системы. Поэтому проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) силовой электроники является одной из важнейших и уделяемое ей внимание продолжает возрастать [5]. Следует подчеркнуть, что данная проблема присуща практически любым преобразователям, мощность которых соизмерима с мощностью питающей сети.

§ 1.2. Коэффициенты расчетных мощностей элементов преобразователей

Общим требованием, предъявляемым к преобразователям, является обеспечение потребителя энергией заданного качества при эффективном использовании энергии питающей сети и, как правило, возможно меньших габаритах и массе. Если для расчета параметров входной и выходной электроэнергии существуют строгие критерии, ряд которых приведен в предыдущем разделе, то точная оценка массогабаритных показателей затруднена из-за их существенной зависимости от типа используемой элементной базы, условий эксплуатации, требований по надежности, конструкторско-технологических особенностей и пр. Расчет массы (объема) энергетической части устройств преобразовательной техники обычно производят по формуле [6, 7]

$$G_{\text{пр}}, V_{\text{пр}} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot K_i P_{\text{н}},$$

где q_i — коэффициент, характеризующий удельные параметры i -го элемента; n — число элементов; $P_{\text{н}}$ — мощность нагрузки; K_i — коэффициент расчетной мощности данного элемента.

Коэффициенты расчетных мощностей K_i определяются режимами работы элементов в той или иной схе-

ме преобразователя и могут служить в качестве критериев на этапе выбора предпочтительной схемы устройства. Данные коэффициенты должны удовлетворять следующим требованиям: они безусловно должны отражать массу (объем) элемента; желательна применимость принципа аддитивности к коэффициентам элементов одного функционального назначения; расчет коэффициентов не должен сопровождаться излишней трудоемкостью. Учитывая, что основными элементами рассматриваемых преобразователей являются полупроводниковые ключи (диоды, тиристоры, транзисторы), дроссели и конденсаторы, кратко рассмотрим используемые коэффициенты их расчетных мощностей. При рассмотрении будем иметь в виду, что габариты любого электротехнического устройства определяются либо требуемой поверхностью теплоотвода, либо конструктивным объемом, необходимым для размещения деталей [8].

Полупроводниковые приборы

Для оценки режимов работы вентилях в схемах выпрямления применяются коэффициенты их использования по напряжению K_{vu} и по току K_{vid} , K_{vicsp} [2]. Коэффициент K_{vu} равен отношению максимального обратного напряжения на вентилях к среднему выпрямленному напряжению: $K_{vu} = U_{обр.м}/U_d$. Коэффициенты K_{vid} и K_{vicsp} определяются как отношение действующего и среднего токов вентиля к среднему выпрямленному току: $K_{vid} = I_{vd}/I_d$; $K_{vicsp} = I_{vср}/I_d$. Определяют расчетную мощность тиристорных, транзисторных и диодных ключей через максимально возможную амплитуду напряжения на них (прямого или обратного) и максимально возможный амплитудный или средний токи. Так, в работе [7] под коэффициентами расчетных мощностей диодов и транзисторов понимаются величины:

$$K_V = \frac{U_{обр.м} \cdot I_{vср}}{P_H}; \quad K_T = \frac{U_{пр.м} \cdot I_m}{P_H}.$$

Здесь $U_{обр.м}$ — максимальная величина обратного напряжения, прикладываемого к диоду; $I_{vср}$ — средний ток диода; $U_{пр.м}$, I_m — максимальные значения напряжения и тока транзистора.

Не умаляя значимости перечисленных параметров, следует отметить, что они слабо коррелируют с объе-

мом и массой приборов. Действительно, диоды, тиристоры, транзисторы, выполняемые в стандартных корпусах, имеют одинаковую массу (объем) при существенно отличающихся допустимых напряжениях, а зачастую и токах. Однако объем конструкции полупроводниковых ключей, в конечном счете, определяется рассеиваемой мощностью и условиями теплоотвода. Так, например, для конструкции в виде прямоугольного параллелепипеда при соотношении сторон основания в пределах 1—3 требуемый из условий охлаждения объем [8]:

$$V = h^3 \left(\sqrt{1 + \frac{P_{\text{рас}} S_{T.о}}{2h^2}} - 1 \right)^2,$$

где h — высота конструкции, см; $P_{\text{рас}}$ — рассеиваемая мощность, Вт; $S_{T.о}$ — поверхность, необходимая для рассеяния 1 Вт мощности при заданных условиях охлаждения. Поэтому в качестве параметра, характеризующего режимы работы полупроводниковых приборов в различных схемах преобразователей, целесообразно принять отношение мощности, выделяемой в приборе, к мощности нагрузки, т. е. $K_{\text{кл}} = P_{\text{рас}}/P_{\text{н}}$. Рассмотрим данный параметр применительно к различным приборам.

В общем случае потери мощности в силовых ключах подразделяются на статические и динамические. В диодах статические потери обусловлены протеканием прямого и обратного тока, причем первая составляющая является основной и определяется по выражению [2]:

$$P_{\text{вст}} = \Delta U_0 I_{\text{вср}} + R_{\text{д}} I_{\text{вд}}^2. \quad (1.4)$$

Здесь ΔU_0 , $R_{\text{д}}$ — пороговое напряжение и динамическое сопротивление диода, определяемые по линеаризованной прямой ветви характеристики; $I_{\text{вср}}$, $I_{\text{вд}}$ — среднее и действующее значения прямого тока, протекающего через диод. В тиристорах дополнительно к статическим потерям, характерным для диодов, существуют потери от прямого тока утечки в закрытом состоянии и потери, обусловленные протеканием тока управления. Однако эти составляющие малы, ими обычно пренебрегают и для расчета используют выражение (1.4). Динамические потери в ключах складываются из потерь на включение и выключение приборов. В большинстве случаев потерями при включении диодов можно пренеб-

речь, а максимально возможная величина динамических потерь при их выключении может быть определена по выражению [7]:

$$P_{V\text{дин}} = 0,5 U_{V\text{обр}} \cdot I_{\text{выкл}} \cdot \tau_d \cdot f, \quad (1.5)$$

где $U_{V\text{обр}}$ — величина обратного напряжения, приложенного к диоду; $I_{\text{выкл}}$ — прямой ток диода перед выключением; τ_d — эффективное время жизни неосновных носителей в области базы диода; f — частота переключений.

Динамические потери в тиристорах состоят из трех основных составляющих [9]: 1) потерь на участке нарастания тока; 2) потерь на участке установления, связанных с конечной скоростью распространения включенного состояния по площади полупроводниковой структуры; 3) потерь на участке выключения. С ростом частоты и при приближении формы импульсов тока к прямоугольной увеличиваются первая и третья составляющие потерь.

В нормальных режимах работы на частоте до 200 Гц (95—98%) от общих потерь для тиристорov и диодов составляют статические [10]. Поэтому при анализе выпрямительных устройств в качестве коэффициентов расчетной мощности диодов и тиристорov с учетом (1.4) будем понимать величину

$$K_V = \frac{P_{V\text{ст}}}{P_H} = \frac{\Delta U_0}{U_H} \cdot \frac{I_{V\text{ср}}}{I_H} + R_d^* \left(\frac{I_{V_d}}{I_H} \right)^2, \quad (1.6)$$

где $R_d^* = R_d/R_H$; R_H — сопротивление нагрузки.

Если рассматриваются схемы, в которых диоды работают на повышенной частоте, то для них

$$K_V = \frac{P_{V\text{ст}} + P_{V\text{дин}}}{P_H} = \frac{\Delta U_0}{U_H} \cdot \frac{I_{V\text{ср}}}{I_H} + R_d^* \left(\frac{I_{V_d}}{I_H} \right)^2 + 0,5 \tau_d \cdot f \frac{U_{V\text{обр}}}{U_H} \cdot \frac{I_{\text{выкл}}}{I_H}. \quad (1.7)$$

При импульсном режиме работы суммарная мощность потерь, выделяющихся в транзисторе, содержит шесть составляющих [11]: мощность потерь в цепи базы при работе в областях отсечки насыщения и активной ($P_{\text{б.отс}}$, $P_{\text{б.нас}}$, $P_{\text{б.акт}}$) и в цепи коллектора в этих же рабочих областях ($P_{\text{к.отс}}$, $P_{\text{к.нас}}$, $P_{\text{к.акт}}$). Поскольку

составляющие $P_{б.отс}$ и $P_{б.акт}$ на два-три порядка меньше остальных, ими обычно пренебрегают. Составляющие статических потерь определяются следующими выражениями:

$$P_{б.ст} = U_{б} \cdot i_{б} \cdot t_0 \cdot f + I_{к.0} U_{к.з} t_3 \cdot f + I_{к.д}^2 R_{вых}$$

Здесь $I_{к.0}$ — величина обратного тока коллекторного перехода; $U_{б}$, $i_{б}$ — напряжение на переходе эмиттер — база и базовый ток насыщенного транзистора; $U_{к.з}$ — напряжение на запертом транзисторе; t_0 , t_3 , f — время открытого, закрытого состояния ключа и частота его переключений; $R_{вых}$ — выходное сопротивление насыщенного транзистора; $I_{к.д}$ — действующее значение коллекторного тока транзистора.

В силовых транзисторных ключах с повышенным выходным напряжением основной вклад в статические потери вносится составляющей, пропорциональной эффективному коллекторному току.

Динамические потери мощности сильно зависят от режима переключения приборов и в значительной мере определяются характером нагрузки. Эти потери подразделяются на три составляющие: потери на включение $P_{ТВКЛ}$, потери на выключение $P_{ТОТКЛ}$ и потери на этапе рассасывания неосновных носителей заряда в базе $P_{Трас}$. Основными являются потери на включение и выключение, которые при работе на LCD —фильтр ориентировочно можно определить по следующим выражениям [7, 12]:

$$P_{ТВКЛ} = 0,5 I_{вкл} \cdot U_{к.вкл} \cdot f \cdot t_{вкл}$$

$$P_{ТОТКЛ} = 0,5 I_{откл} \cdot U_{к.откл} \cdot f \cdot t_{откл},$$

где $I_{вкл(откл)}$, $U_{к.вкл(откл)}$, $t_{вкл(откл)}$ — изменения коллекторного тока и напряжения в процессе коммутации, а также время переключения.

Скорость переключения транзистора зависит от частотных свойств прибора и параметров базового тока [7, 8]:

$$t_{вкл} = \tau \cdot \ln \frac{K_{б.вкл}}{K_{б.вкл} - 1}; \quad t_{откл} = \tau \cdot \frac{1 + K_{б.откл}}{K_{б.откл}}$$

Здесь $\tau = 1/2\pi f_{гр}$ — постоянная времени транзистора; $K_{б.вкл} = V \cdot I_{бтвкл} / I_{к.н}$, $K_{б.откл} = V I_{бтоткл} / I_{к.п}$ — коэффициенты избыточности тока базы при включении и отключении транзистора.

В рассматриваемом классе устройств транзисторы переключаются как на низкой частоте, равной частоте питающей сети, так и на повышенной (десятки кГц). В первом случае основными потерями являются статические и в качестве коэффициента расчетной мощности транзисторного ключа будем понимать величину

$$K_T = \frac{I_{к.д}^2 \cdot R_{вых}}{P_H} = \left(\frac{I_{к.д}}{I_H} \right)^2 \cdot \frac{R_{вых}}{R_H} = \left(\frac{I_{к.д}}{I_H} \right)^2 \cdot R_{вых}^* \quad (1.8)$$

При повышенной частоте необходим учет динамических потерь, поэтому

$$K_T = \left(\frac{I_{к.д}}{I_H} \right)^2 R_{вых}^* + 0,5 f \left(t_{вкл} \frac{I_{вкл}}{I_H} \cdot \frac{U_{к.вкл}}{U_H} + t_{откл} \frac{I_{откл}}{I_H} \cdot \frac{U_{откл}}{U_H} \right) \quad (1.9)$$

Если изменения напряжения на коллекторе транзистора в моменты включения и отключения равны, то

$$K_T = \left(\frac{I_{к.д}}{I_H} \right)^2 \cdot R_{вых} + 0,5 f \frac{U_k}{U_H} \left(t_{вкл} \frac{I_{вкл}}{I_H} + t_{откл} \frac{I_{откл}}{I_H} \right) \quad (1.10)$$

Сглаживающий дроссель

Зависимость объема активных материалов дросселя можно представить в виде [13]:

$$V_{ст} + V_M = (K_c + K_M) \left(\frac{W_{ЛГ}}{jB_m} \right)^{3/4} \quad (1.11)$$

Здесь $V_{ст}$, V_M — объем стали и меди соответственно; K_c , K_M — коэффициенты, характеризующие геометрию сердечника и обмотки; j — плотность тока; B_m — максимальная индукция; $W_{ЛГ}$ — габаритная энергия дросселя.

В свою очередь,

$$W_{ЛГ} = L I_{\mu m} \sum_{i=1}^n I'_{di} \quad (1.12)$$

где L — индуктивность дросселя; $I_{\mu m}$ — амплитудное значение тока намагничивающей обмотки; I'_{di} — приведенное к намагничивающей действующее значение тока i -й обмотки.

В формуле (1.30) величины электромагнитных нагрузок B_m и j определяются максимально допустимым

перегревом, зависящим от потерь в меди, стали и условий охлаждения. При работе в режиме естественного охлаждения объем активных материалов пропорционален габаритной энергии. В других режимах работы объем $V_{ст} + V_M$ связан с габаритной энергией более сложной зависимостью. Однако во всех случаях величина $W_{ЛГ}$ характеризует объем и массу дросселя. Поэтому под коэффициентом габаритной мощности дросселя будем понимать величину

$$K_L = \frac{\omega W_{ЛГ}}{P_H} = \frac{\omega L I_{\mu m}}{P_H} \sum_{i=1}^n I_{Лi} \frac{W_i}{W_{\mu}}. \quad (1.13)$$

Здесь W_i , W_{μ} — число витков i -й и принятой за намагничивающую обмоток.

Для однообмоточного дросселя данное соотношение принимает вид

$$K_L = \frac{\omega L}{R_H} \cdot \frac{I_{Lm}}{I_H} \cdot \frac{I_{Лд}}{I_H} = X_L^* \cdot \frac{I_{Lm}}{I_H} \cdot \frac{I_{Лд}}{I_H}. \quad (1.14)$$

Конденсаторы фильтра

В сглаживающих фильтрах широко используют оксидные конденсаторы, обладающие высокими удельными характеристиками, под которыми обычно понимают отношение энергии, запасенной в конденсаторе, к его объему или массе:

$$q_m = \frac{CU_0^2}{2M_c}; \quad q_v = \frac{CU_0^2}{2V_c},$$

где C — емкость конденсатора; U_0 — постоянная составляющая напряжения на его зажимах; M_c , V_c — соответственно масса и объем конденсатора.

Учитывая, что величина емкости выбирается из условия обеспечения требуемых пульсаций напряжения и зависит от схемы преобразователя и режимов его работы, в качестве коэффициента расчетной мощности конденсаторов можно принять величину

$$K_{Cэ} = \frac{\omega CU_0^2}{P_H}. \quad (1.15)$$

Если напряжение конденсатора равно нагрузочному, то

$$K_{Cэ} = \omega R_H C, \quad (1.16)$$

где R_H — сопротивление нагрузки.

Однако сравнение конденсаторных батарей различных схем преобразователей по данному параметру зачастую оказывается некорректным. Это объясняется повышенными потерями в конденсаторах с оксидным диэлектриком и существенной зависимостью допустимого напряжения пульсаций и эффективной емкости от частоты. Если пренебречь током утечки конденсатора, то рассеиваемую в нем мощность можно определить по выражению [14]:

$$P_{\text{сакт}} = \omega C_{\omega} U_{\omega}^2 \operatorname{tg} \delta_{\omega}.$$

Здесь ω , U_{ω} — частота и действующее значение переменной составляющей напряжения; C_{ω} , $\operatorname{tg} \delta_{\omega}$ — емкость и тангенс угла потерь на частоте ω . При синусоидальной форме переменной составляющей выходного напряжения отношение мощности потерь в конденсаторе к запасенной в нем энергии

$$\frac{P_{\text{сакт}}}{W_c} = \omega \frac{C_{\omega}}{C_0} K_{\text{пл}}^2 \operatorname{tg} \delta_{\omega} \simeq \omega K_{\text{пл}}^2 \operatorname{tg} \delta_{\omega},$$

где $K_{\text{пл}} = U_{\omega m} / U_0$ — коэффициент пульсаций.

Из последнего равенства видно, что мощность, выделяемая в единице объема (массы) конденсатора, линейно связана с частотой и квадратичной зависимостью с коэффициентом пульсаций. Эти зависимости показаны

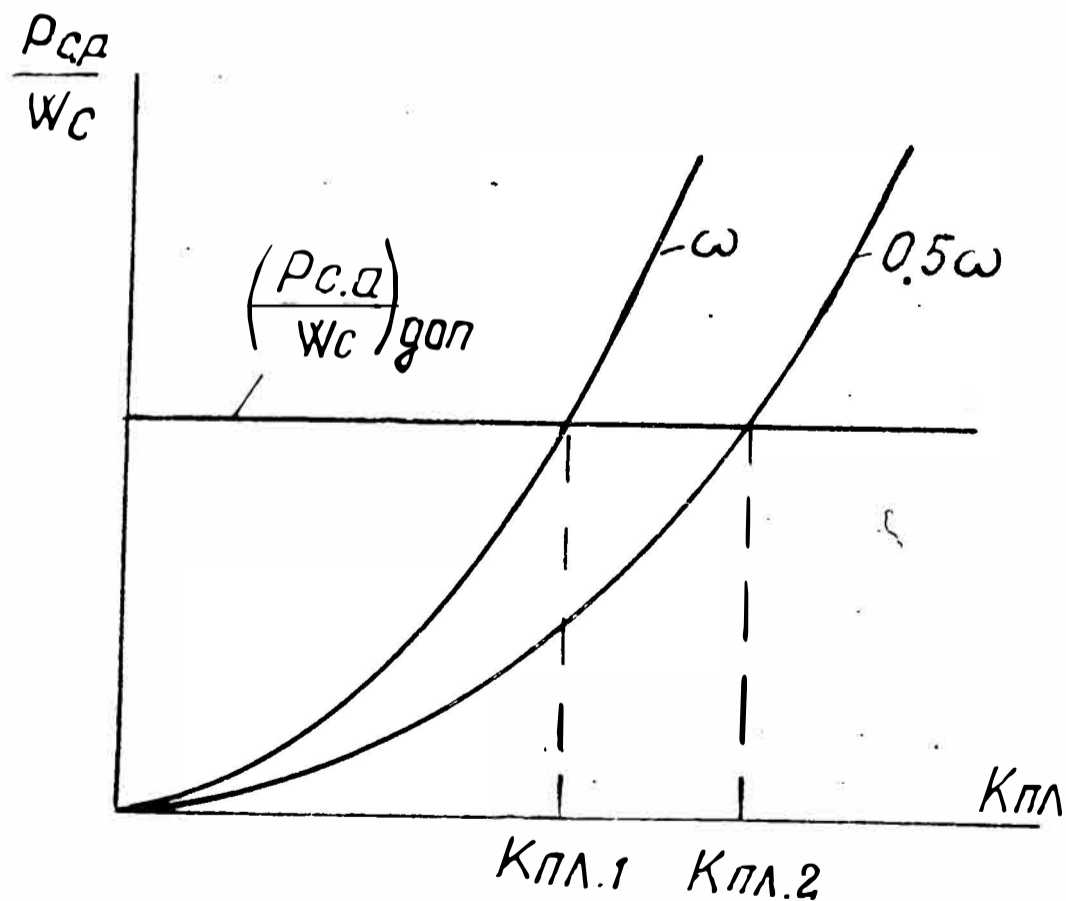


Рис. 1.4. Зависимость удельных потерь в конденсаторах от коэффициента пульсаций $K_{\text{пл}}$ и частоты ω переменной составляющей напряжения

на рис. 1.4. Прямой линией на данном рисунке показано отношение $P_{\text{сакт}}/W_c$, обеспечивающее допустимый тепловой режим конденсатора. Пусть переменная составляющая напряжения на зажимах конденсатора имеет частоту ω . Если требуемый коэффициент пульсаций $K_{\text{пл.з}} < K_{\text{пл.1}}$, то емкость конденсаторной батареи выбирается из условия обеспечения $K_{\text{пл.з}}$. При $K_{\text{пл.з}} > K_{\text{пл.1}}$ приходится увеличивать емкость батареи так, чтобы пульсации на ней не превышали $K_{\text{пл.1}}$. Таким образом, в первом случае критерием выбора конденсаторов являются пульсации напряжения, заданные потребителем, а во втором — допустимые в них потери.

Конденсаторы с оксидным диэлектриком обычно представляют в виде последовательно соединенных емкости конденсатора и сопротивления потерь $R_{c\omega}$. В этом случае

$$\text{tg } \delta_{\omega} = \omega C_{\omega} R_{c\omega}; P_{\text{сакт}} = \omega C_{\omega} U_{\omega}^2 \text{tg } \delta_{\omega} = I_{\text{сд}}^2 \cdot R_{c\omega},$$

где $I_{\text{сд}}$ — действующее значение тока конденсатора.

Поэтому наряду с $K_{\text{сз}}$ (1.15) в качестве параметра, характеризующего нагрузку конденсаторов в той или иной схеме преобразователя, удобно использовать величину

$$K_{\text{сi}} = \frac{P_{\text{сакт}}}{P_{\text{н}}} = \left(\frac{I_{\text{сд}}}{I_{\text{н}}} \right)^2 \cdot R_{\text{с}}^* \quad (1.17)$$

Здесь $R_{\text{с}}^* = R_{c\omega}/R_{\text{н}}$ — относительная величина сопротивления потерь конденсатора.

§ 1.3. Способы регулирования выходного напряжения преобразователей

Обычно преобразователь переменного напряжения в постоянное должен иметь регулируемый коэффициент передачи по напряжению. Способ регулирования коэффициента передачи в значительной мере определяет структурную и, следовательно, принципиальную схемы устройства. Представим преобразователь в виде четырехполюсника, имеющего два входных и два выходных зажима, причем цепи, подключенные параллельно входным и выходным зажимам, отнесем к источнику входного напряжения и нагрузке соответственно. В составе четырехполюсника будут находиться ключи, диоды,

дроссели (рис. 1.5). Допустим, что в процессе преобразования энергии отсутствуют потери. Тогда вся активная мощность, потребляемая из первичной сети, передается нагрузке, т. е. выполняется равенство

$$\int_0^{T_p} u_{\text{вх}} \cdot i_{\text{вх}} dt = \int_0^{T_p} u_{\text{н}} \cdot i_{\text{н}} dt.$$

Здесь $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}m} \cdot F_{U_{\text{вх}}}$, $U_{\text{н}}$, $i_{\text{вх}}$, $i_{\text{н}}$ — напряжения и токи на входе и выходе преобразователя; $F_{U_{\text{вх}}}$ — закон изменения входного напряжения; T_p — период повторения входной мощности.

Если предположить, что пульсациями выходного напряжения можно пренебречь, т. е. считать его не зависящим от времени, то коэффициент передачи

$$K_U = \frac{\int_0^{T_p} F_{U_{\text{вх}}} i_{\text{вх}} dt}{\int_0^{T_p} i_{\text{н}} \cdot dt}. \quad (1.18)$$

Основным способом регулирования в силовых устройствах является импульсный. Связь между $i_{\text{вх}}$ и $i_{\text{н}}$, существующая в любом преобразователе, при импульсном регулировании может быть представлена с помощью коммутационных функций КФ, принимающих на интервалах определенные дискретные значения (целые

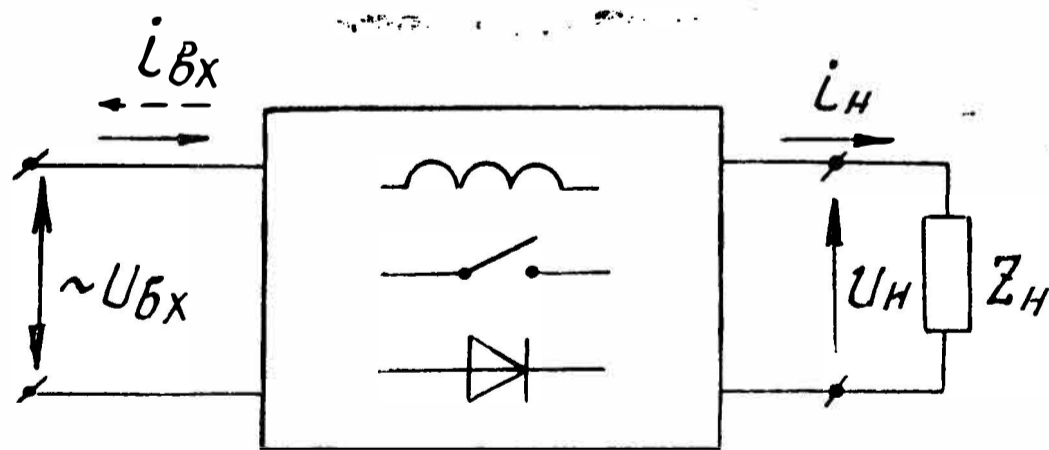


Рис. 1.5. Обобщенная схема преобразователя переменного напряжения в постоянное

и дробные, положительные и отрицательные). Характерной особенностью рассматриваемых устройств является то, что в цепи передачи энергии от входных к вы-

ходным зажимам включен сглаживающий дроссель. Поэтому токи входа и нагрузки можно представить в виде

$$i_{\text{вх}} = K\Phi_{\text{вх}} \cdot i_L; \quad i_{\text{н}} = K\Phi_{\text{н}} \cdot i_L, \quad (1.19)$$

где i_L — ток дросселя; $K\Phi_{\text{вх}}$, $K\Phi_{\text{н}}$ — коммутационные функции.

Подставляя данные равенства в (1.18), имеем

$$K_U = \frac{\int_0^{T_p} F_{U_{\text{вх}}} \cdot K\Phi_{\text{вх}} \cdot i_L dt}{\int_0^{T_p} K\Phi_{\text{н}} \cdot i_L dt} = \frac{\int_0^{T_p} F_{U_{\text{вх}}} \cdot K\Phi_{\text{вх}} dt}{\int_0^{T_p} K\Phi_{\text{н}} dt}. \quad (1.20)$$

Очевидна правомочность такой записи, если i_L не зависит от времени. Однако данное условие не является обязательным. Достаточно, чтобы ток i_L был непрерывен (точнее, даже магнитный поток дросселя). Действительно, данный ток можно представить в виде суммы постоянной и переменной составляющих, каждая из которых зависит от закона изменения входного напряжения и вида коммутационных функций. Однако в установившемся режиме интегралы от переменной составляющей тока в пределах периода T_p равны нулю.

Из равенства (1.18), (1.20) можно сделать следующий общий вывод: в устройствах с регулируемым выходным напряжением коэффициент, связывающий мгновенные значения токов питающей сети и нагрузки, на интервале периодичности потребляемой мощности не может быть постоянной величиной. Следует отметить, что абсолютные значения мгновенных токов питающей сети и нагрузки могут быть равны, т. е. условие $|K\Phi_{\text{вх}}| = |K\Phi_{\text{н}}| = \text{const}$ не противоречит возможности регулирования. Однако при этом на периоде T_p должен меняться знак одной из коммутационных функций, а также соотношение интервалов постоянства знака. Учитывая дискретность значений коммутационных функций, выражение (1.20) можно представить в виде

$$K_U = \frac{\sum_{i=1}^n K\Phi_{\text{вх}i} \int_{t_{\text{нач}}}^{t_{\text{кон}}} F_{U_{\text{вх}}} dt}{\sum_{j=1}^m K\Phi_{\text{н}j} \Delta t_j}. \quad (1.21)$$

Здесь n, m — число интервалов непрерывности функций $K\Phi_{\text{вх}}$, $K\Phi_{\text{н}}$ на периоде T_p ; $K\Phi_{\text{вх}i}$, $K\Phi_{\text{н}j}$ — численные значения функций на i -м (j -м) интервале; $t_{i\text{нач}}$, $t_{i\text{кон}}$ — моменты времени, соответствующие началу и концу i -го интервала непрерывности $K\Phi_{\text{вх}}$; $\Delta t_j = t_{j\text{кон}} - t_{j\text{нач}}$ — длительность j -го интервала непрерывности $K\Phi_{\text{н}}$.

Для синусоидального входного напряжения частотой ω при периодичности потребляемой мощности $T_p = \pi/\omega$:

$$K_U = \frac{\sum_{i=1}^n K\Phi_{\text{вх}i} (\cos \alpha_{i\text{нач}} - \cos \alpha_{i\text{кон}})}{\sum_{j=1}^m K\Phi_{\text{н}j} \Delta \alpha_j}, \quad (1.22)$$

где $\alpha_{i\text{нач}} = \omega t_{i\text{нач}}$, $\alpha_{i\text{кон}} = \omega t_{i\text{кон}}$; $\Delta \alpha_j = \omega \Delta t_j$ — углы, соответствующие началу, концу и длительности интервала непрерывности $K\Phi$.

Изменение коэффициента передачи K_U , как правило, сопровождается изменением коэффициента мощности (при модуляции входного тока такая связь неизбежна). Поэтому при сравнении различных способов регулирования представляет интерес зависимость $\chi = f(K_U)$. Подставляя $u = U_{\text{вх}m} \cdot F_{u\text{вх}}$, $i = K\Phi_{\text{вх}} \cdot i_L$ в выражение (1.2), а также считая ток i_L идеально сглаженным (условия его непрерывности в данном случае недостаточно), получим следующее выражение для расчета коэффициента мощности:

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} F_{u\text{вх}} \cdot K\Phi_{\text{вх}} dt}{\sqrt{\frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} F_{u\text{вх}}^2 dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} (K\Phi_{\text{вх}})^2 dt}}. \quad (1.23)$$

При синусоидальном входном напряжении

$$\chi = \frac{\sum_{i=1}^n K\Phi_{\text{вх } i} (\cos \alpha_{i \text{ нач.}} - \cos \alpha_{i \text{ кон.}})}{\sqrt{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (K\Phi_{\text{вх } i})^2 \cdot \Delta \alpha_i}}. \quad (1.24)$$

С помощью формул (1.22), (1.24) можно определить коэффициент передачи преобразователя, а также коэффициент мощности для идеально сглаженного тока, зная лишь законы изменения коммутационных функций $K\Phi_{\text{вх}}$, $K\Phi_{\text{н}}$. Вид коммутационной функции определяет способ модуляции тока. В преобразователях переменного напряжения в постоянное наиболее широко используется широтно-импульсная (ШИМ) и амплитудно-широтнo-импульсная (АШИМ) модуляции. При ШИМ коммутационная функция обычно принимает два значения, одно из которых нулевое, а при АШИМ — ряд значений. Частота $K\Phi$ фиксирована, а длительность временного интервала данной амплитуды — переменная. Из формулы (1.22) следует, что регулирование K_u можно обеспечить модуляцией входного тока ($K\Phi_{\text{вх}} = \text{var}$, $K\Phi_{\text{н}} = \text{const}$), тока нагрузки ($K\Phi_{\text{вх}} = \text{const}$, $K\Phi_{\text{н}} = \text{var}$), либо как того, так и другого ($K\Phi_{\text{вх}} = \text{var}$, $K\Phi_{\text{н}} = \text{var}$). Рассмотрим регулировочные и энергетические характеристики, а также примеры технической реализации данных способов.

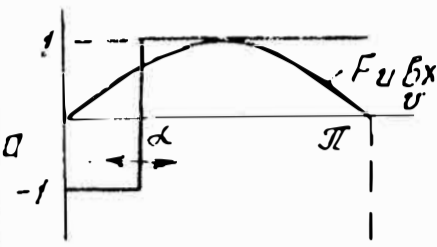
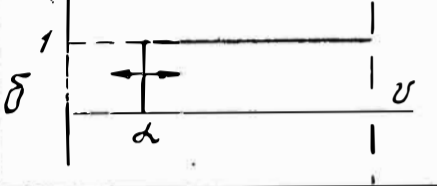
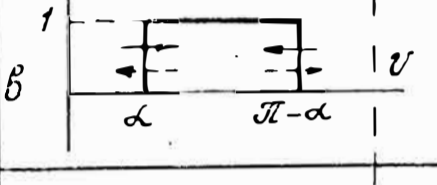
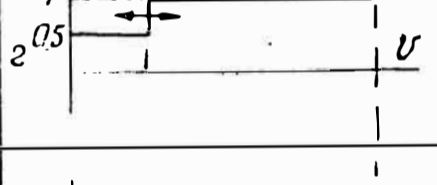
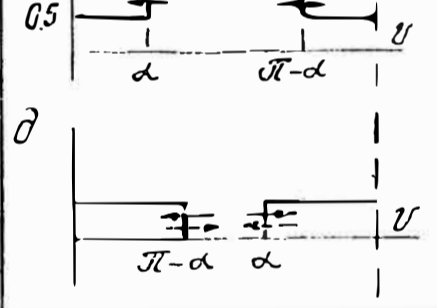
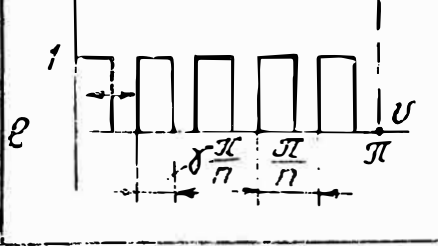
Регулирование путем модуляции входного тока

Данный способ наиболее широко используется на практике, т. к. он может быть реализован непосредственно выпрямителем. Учитывая, что в рассматриваемом варианте $K\Phi_{\text{н}} = 1$, выражения (1.22), (1.24) можно записать в виде

$$K_u = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^n K\Phi_{\text{вх } i} (\cos \alpha_{i \text{ нач.}} - \cos \alpha_{i \text{ кон.}}), \quad (1.25)$$

$$\chi = \frac{K_u}{\sqrt{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (K\Phi_{\text{вх } i})^2 \frac{\Delta \alpha_i}{\pi}}}. \quad (1.26)$$

Таблица 1.1

Режим регулir.	Вид коммутационной функции КФ v_x	Коэффициент K_u	Коэффициент мощности \mathcal{E}
ОФИ		$\frac{2 \cos \alpha}{\pi}$	$\frac{2\sqrt{2} \cos \alpha}{\pi}$
ОФП		$\frac{1 + \cos \alpha}{\pi}$	$\frac{\sqrt{2} (1 + \cos \alpha)}{\sqrt{\pi (\pi - \alpha)}}$
ДФП		$\frac{2 \cos \alpha}{\pi}$	$\frac{2\sqrt{2} \cos \alpha}{\sqrt{\pi (\pi - 2\alpha)}}$
ОФЧ		$\frac{3 + \cos \alpha}{2\pi}$	$\frac{\sqrt{2} (3 + \cos \alpha)}{\sqrt{\pi (4\pi - 3\alpha)}}$
ДФЧ		$\frac{1 + \cos \alpha}{\pi}$	$\begin{aligned} &\alpha \leq 0.5\pi: \\ &\frac{2(1 + \cos \alpha)}{\sqrt{\pi (2\pi - 3\alpha)}}; \\ &\alpha \geq 0.5\pi: \\ &\frac{2(1 + \cos \alpha)}{\sqrt{\pi (\pi - \alpha)}} \end{aligned}$
БЧШИМ		$\sum_{i=0}^n \frac{1}{\pi} \left[\cos \frac{\pi}{n} i - \cos \frac{\pi}{n} (i + \gamma) \right]$	$\sum_{i=1}^n \frac{1}{\pi} \left[\cos \frac{\pi}{n} i - \cos \frac{\pi}{n} (i + \gamma) \right] \times \sqrt{\frac{2}{\gamma}}$

Характерные коммутационные функции $K\Phi_{вх}$, а также соответствующие им равенства для расчета коэффициентов передачи и мощности, полученные с использованием приведенных выше уравнений, представлены в табл. 1.1. Схемы выпрямителей, в которых реализуются данные режимы регулирования, изображены на рис. 1.6, причем индексы схем соответствуют индексам $K\Phi_{вх}$. Как видим, коммутационная функция а) свойственна классическому мостовому тиристорно-

му выпрямителю без обратного вентиля, а функция б) — аналогичному устройству с обратным вентилем. В первой схеме на интервале углов $0 < \vartheta < \alpha$ знаки входного напряжения и тока не совпадают, т. е. $K\Phi_{\text{вх}} = -1$. При угле α включаются тиристоры моста с положительным напряжением на их аноде (при обозначенной на рис. 1.6, а полярности — V_1, V_4), входной ток скачком меняет знак и до угла π $K\Phi_{\text{вх}} = 1$. После смены знака входного напряжения вновь при $\pi < \vartheta < (\pi + \alpha)$ $K\Phi_{\text{вх}} = -1$, т. к. ток на этом интервале течет в прежнем направлении. В схеме по рис. 1.6, б и на ин-

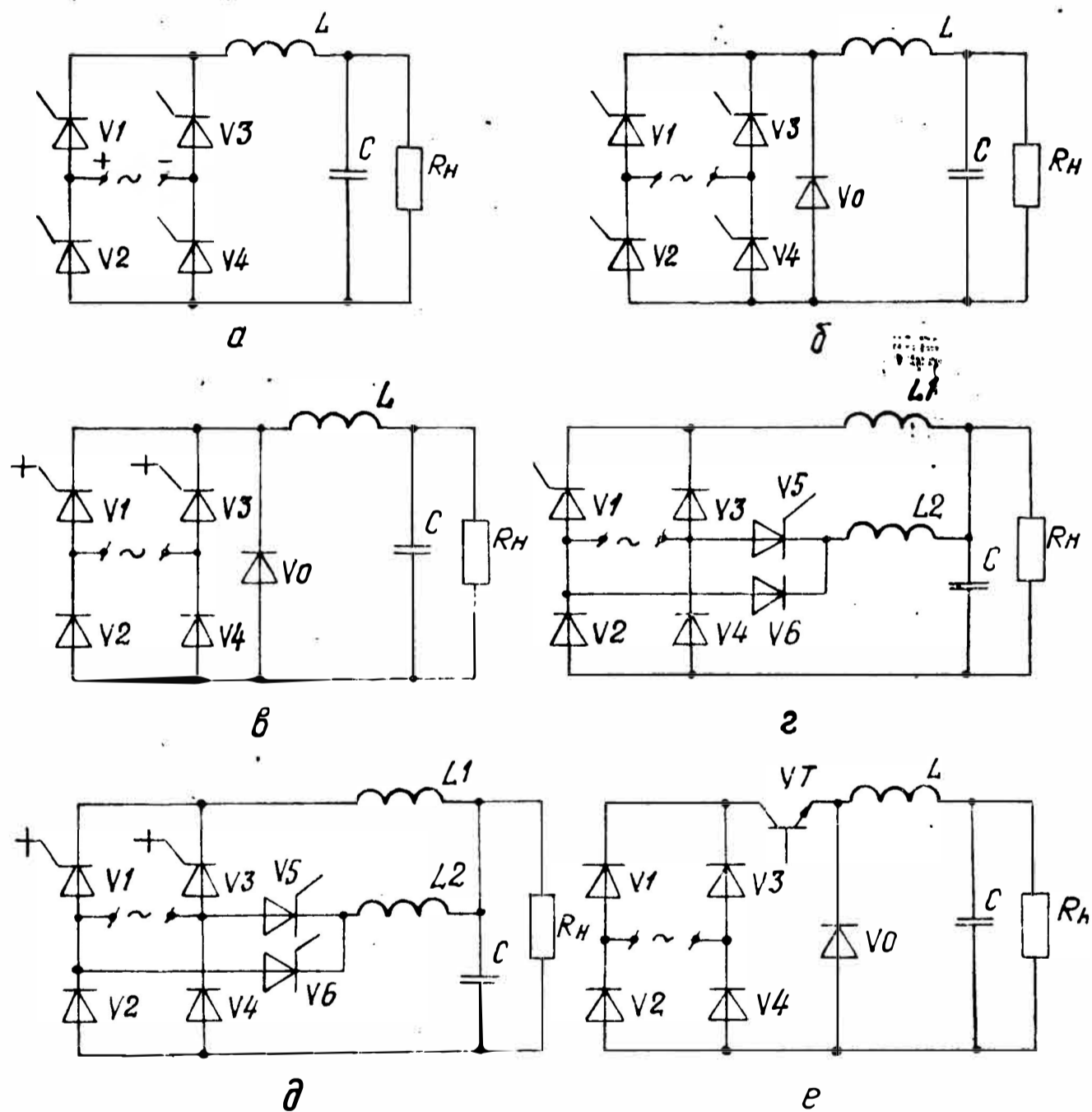


Рис. 1.6. Схемы преобразователей с модулированным входным током

тервале $0 < \vartheta < \alpha$ ток дросселя замыкается через обратный вентиль V_0 , минуя сеть, поэтому $K\Phi_{\text{вх}} = 0$. Для описанных режимов в литературе широко используется термин «фазовое регулирование» [1, 2, 3]. Если в простейших преобразователях на вентилях с неполным управ-

лением названный термин характеризует способ регулирования, то в более сложных устройствах требуется уточнение. Для конкретизации способов регулирования на основной частоте в дальнейшем воспользуемся следующими обозначениями: Ф — фазовое, О — одностороннее, Д — двухстороннее, И — инвертирующее, П — полное, Ч — частичное. Последние два символа характеризуют уровни квантования входного тока. Тогда режимы «а» и «б» (см. табл. 1.1.) можно назвать соответственно ОФИ, ОФП.

Если в схему выпрямителя ввести полностью управляемые вентили (рис. 1.6, в), то можно одновременно изменять фазу как переднего, так и заднего фронтов потребляемого из сети тока. Для этого вентили V_1, V_3 (каждый на «своей» полуволне входного напряжения) включаются при угле $\vartheta = \alpha$ и выключаются при $\vartheta = \pi - \alpha$. Назовем такой режим ДФП.

Ряд характеристик преобразователей электрической энергии можно существенно улучшить, а в некоторых случаях получить принципиально новые качественные результаты, если в процессе регулирования обеспечить частичное квантование передаваемой мощности [16, 17]. В бестрансформаторных выпрямителях для этой цели используют либо многообмоточные сглаживающие дроссели с переключаемым числом витков, обтекаемых током [18, 19, 20], либо ряд параллельных дроссельно-вентильных цепей, включенных на общую нагрузку [21, 22, 23]. Одностороннее и двустороннее фазовое регулирование с частичным квантованием входного тока (ОФЧ,ДФЧ) реализуется схемами по рис. 1.6, г, д. Работа данных устройств подробно рассмотрена в главе 2. Здесь же отметим, что ток каждого из дросселей схемы по рис. 1.6, г замыкается через сеть в течение одного из полупериодов сетевого напряжения и на интервале $\alpha < \vartheta < \pi$ — другого. В устройстве по рис. 1.6, д на каждом полупериоде ток дросселя L_1 протекает через сеть при углах $0 < \vartheta < (\pi - \alpha)$, а ток дросселя L_2 — при углах $\alpha < \vartheta < \pi$. При этом на интервале $\alpha < \vartheta < \pi$ в первой схеме и на интервале $\alpha < \vartheta < (\pi - \alpha)$ — во второй сетевой ток является суммой токов обоих дросселей, а в оставшуюся часть полупериода равен току только одного из них.

Регулировать коэффициент передачи можно с помощью высокочастотной модуляции входного тока по

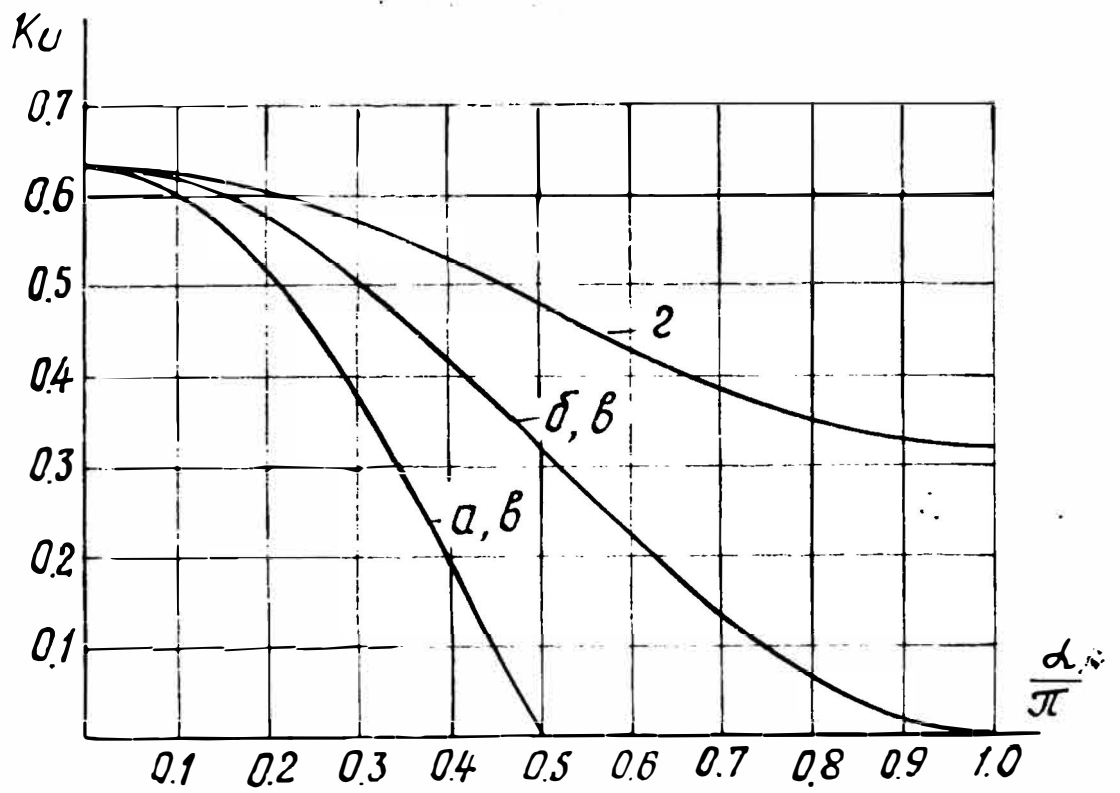


Рис. 1.7. Регулировочные характеристики преобразователей по рис. 1.6

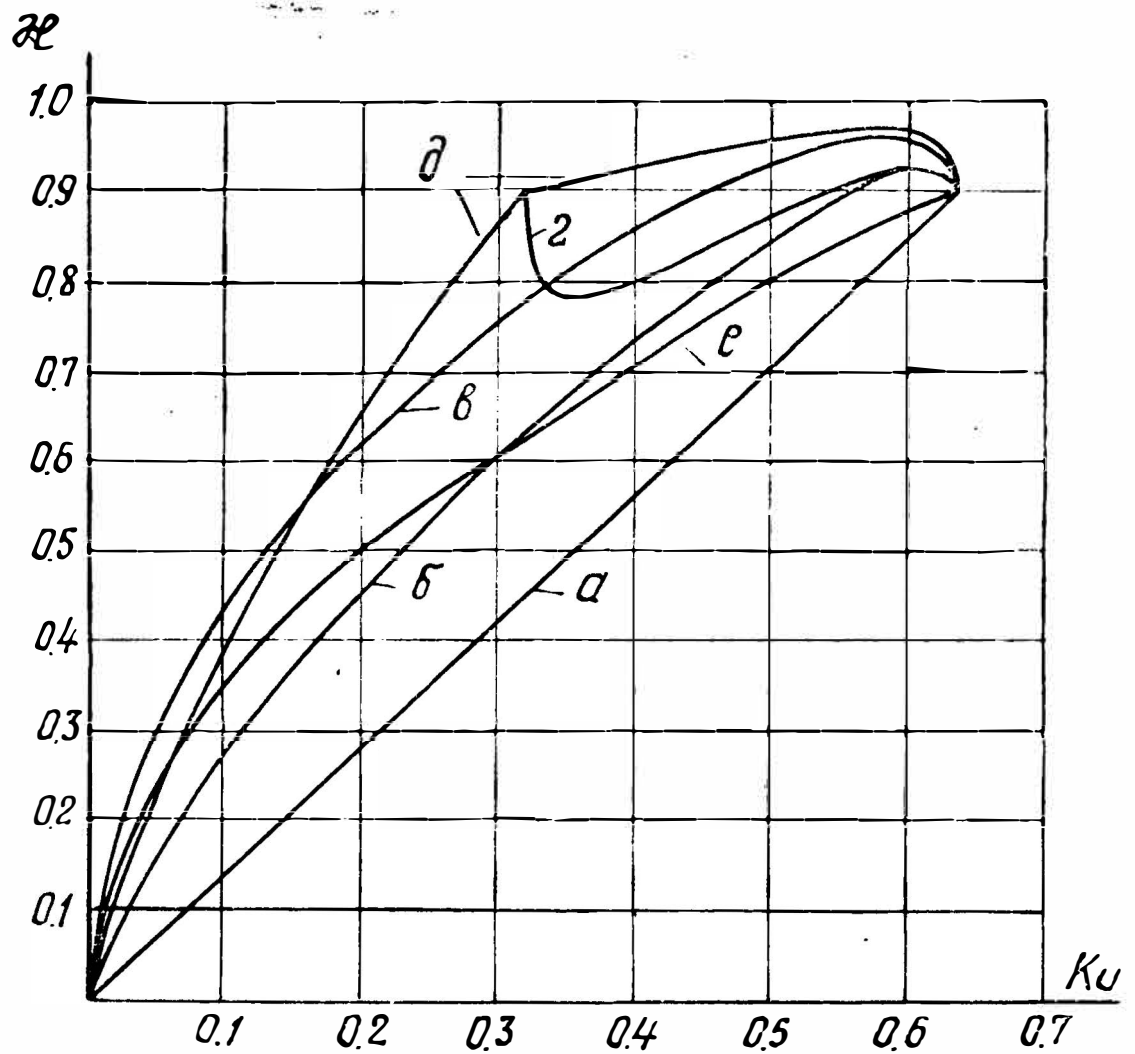


Рис. 1.8. Зависимости коэффициента мощности χ от коэффициента передачи по напряжению K_U для различных режимов регулирования (индексы a — e соответствуют табл. 1.1)

одному из законов. Режим ВЧ ШИМ может быть обеспечен схемами по рис. 1.6, в, е. Для этого запираемые тиристоры первой схемы (в противофазе) и транзистор во второй замыкаются на повышенной частоте.

На рис. 1.7 показаны регулировочные характеристики, а на рис. 1.8 зависимости коэффициента мощности от коэффициента передачи для рассмотренных режимов. Зависимость $\chi = f(K_U)$ для ВЧ ШИР рассчитана при $f_M = 100 f_c$. Из рис. 1.8 видно, что повышенное значение коэффициента мощности характерно для двухстороннего фазового регулирования, а также регулирования с уменьшенной глубиной модуляции входного тока (ДФЧ, ДФП, ОФЧ). Наименьшим χ обладает режим с инвертированием входного тока, когда происходит рекуперация энергии в питающую сеть (ОФИ). Так, например, в режиме ДФЧ при двухкратном регулировании выходного напряжения в пределах $(0,5-1) K_{U \max}$ коэффициент мощности во всем диапазоне превышает величину 0,9, тогда как в режиме ОФИ он падает до 0,45. Высокочастотная широтно-импульсная модуляция входного тока (ВЧ ШИМ) во всем диапазоне K_U характеризуется более низкими значениями χ по сравнению с двусторонним фазовым регулированием на основной частоте (ДФП). Это положение можно несколько улучшить при применении ШИМ с синусоидальной функцией построения. Однако в бестрансформаторных преобразователях переменного напряжения в постоянное данный способ практически не применяется. Следует обратить внимание на режим ОФЧ. Он обладает достаточно высоким коэффициентом мощности, а для своей реализации не требует полностью управляемых ключей.

Регулирование путем модуляции выходного тока

Для данного варианта $K\Phi_{\text{вх}} = \text{const}$, а в бестрансформаторных схемах $K\Phi_{\text{вх}} = 1$. Выражение для коэффициента передачи (1.21) принимает вид

$$K_U = \frac{2}{\sum_{j=1}^m K\Phi_{\text{н}j} \Delta\alpha_j}, \quad (1.27)$$

а коэффициент мощности [см. (1.23)] $\chi = 2\sqrt{2}/\pi \approx 0,9$. Как видим, при принятых допущениях коэффициент мощности сохраняет высокий уровень независимо от диапазона регулирования. Если $K\Phi_{II}$ принимает только два значения (0; 1), то закон ее изменения (ФИМ, ЧИМ, ШИМ) несуществен, т. к. для получения требуемого коэффициента передачи важно лишь соотношение интервалов времени, в течение которых на периоде $K\Phi_{II}$ равна нулю и единице. На рис. 1.9 изображена схема, варианты коммутационных функций и регулировочная характеристика преобразователя с модулированным выходным током. Как видим, данное устройство обладает увеличенным коэффициентом передачи, причем с ростом интервала замкнутого состояния ключа (транзистора VT) увеличивается выходное напряжение. Высокочастотная модуляция тока i_n в значительно меньшей мере сопровождается негативными последствиями, характерными для модуляции входного тока. Поэтому повышенная частота квантования может быть использована для улучшения массогабаритных и динамических характеристик преобразователя.

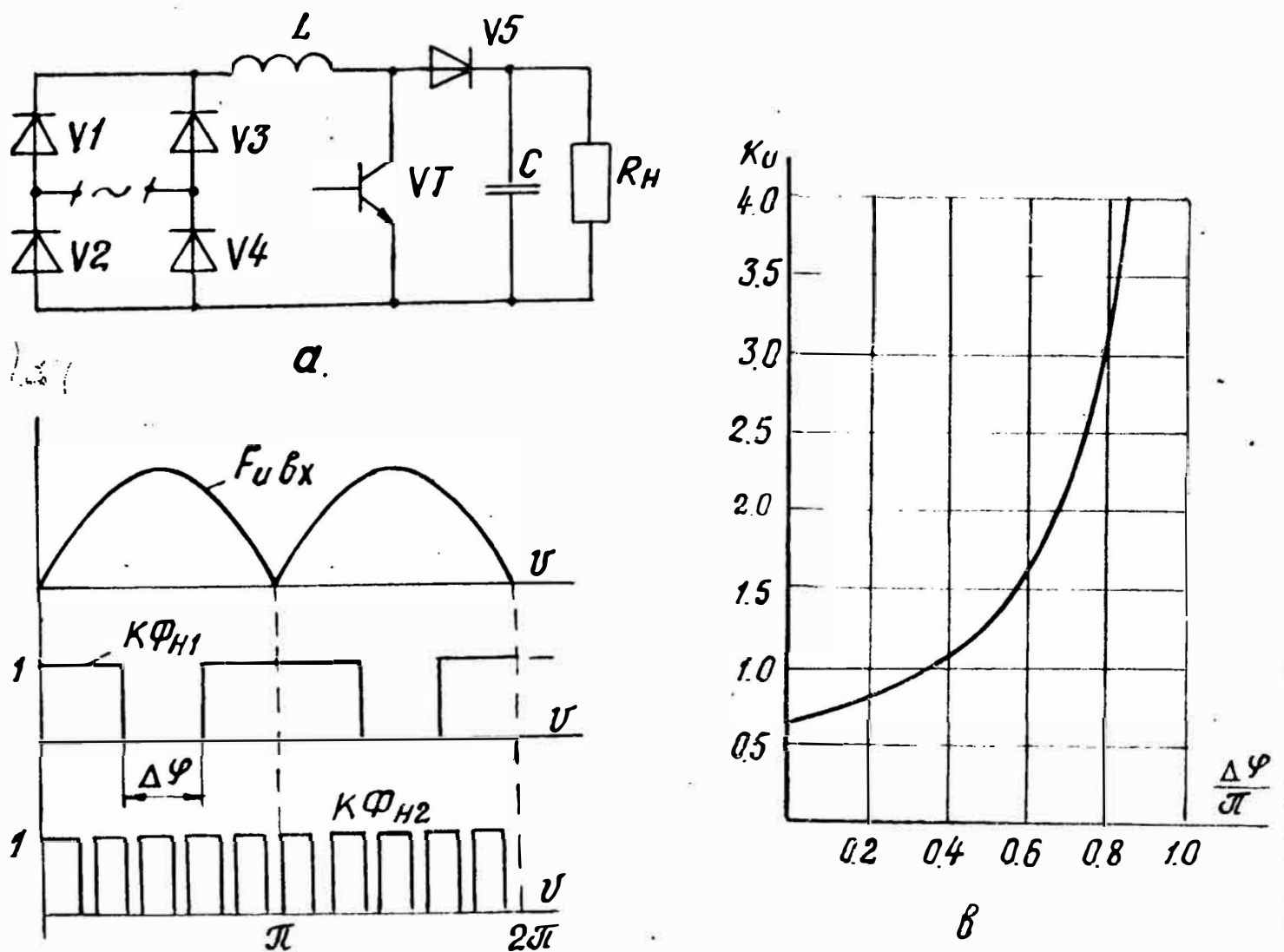


Рис. 1.9. Преобразователь с модулированным выходным током: а — схема; б — временные диаграммы; в — регулировочная характеристика

Регулирование путем модуляции входного и выходного токов

Данный способ является наиболее общим, однако в преобразователях переменного напряжения в постоянное находит ограниченное применение из-за необходимости использования полностью управляемых ключей. Для преобразователей постоянного напряжения этот способ является классическим, в частности тот его вариант, когда коммутационные функции $K\Phi_{вх}$ и $K\Phi_{н}$ изменяют свои значения в противофазе. На рис. 1.10, а, б показан данный вариант применительно к сети перемен-

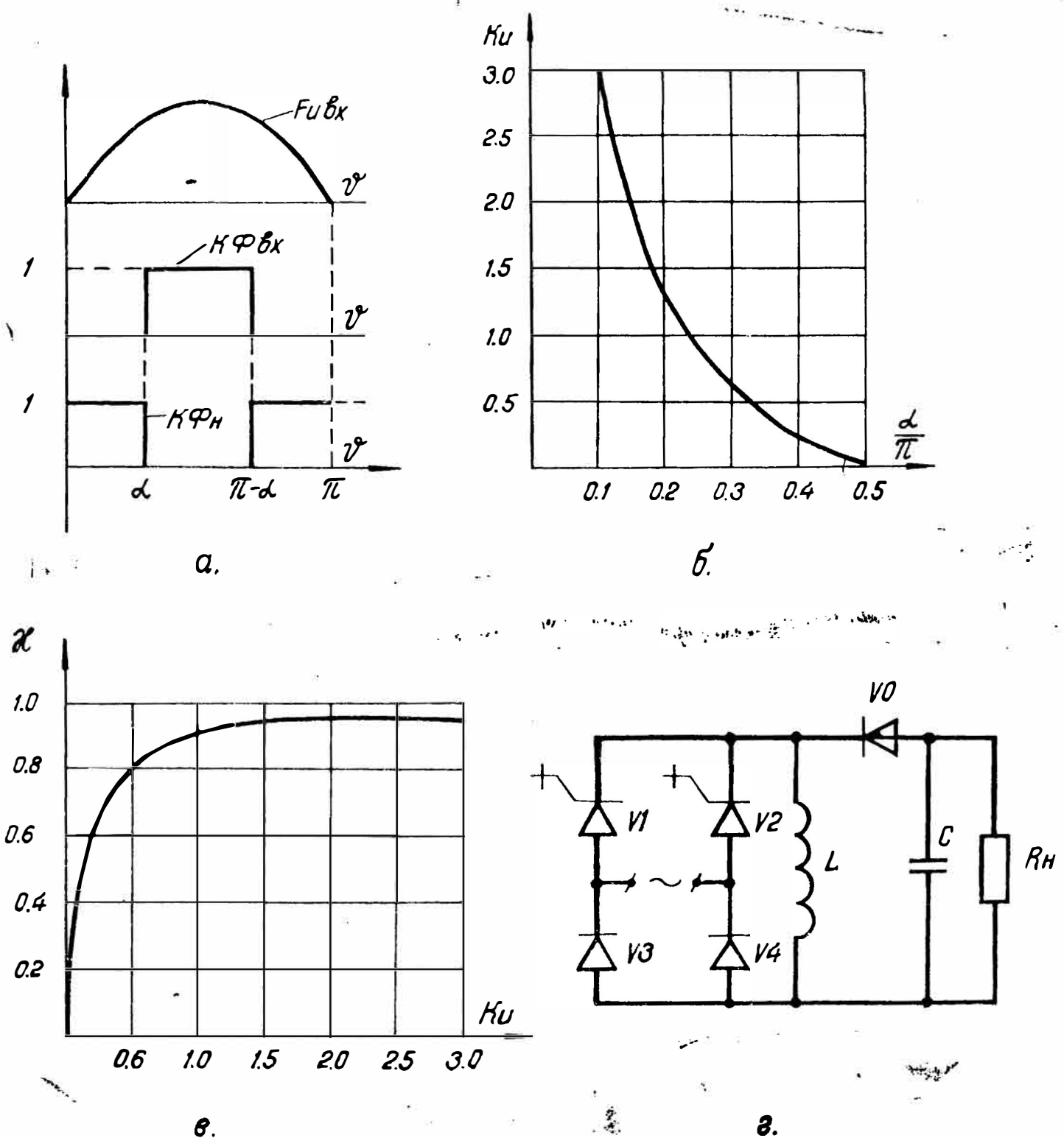


Рис. 1.10. Коммутационные функции (а), регулировочная характеристика (б), зависимость коэффициента мощности χ от коэффициента передачи K_u (в) и принципиальная схема (г) преобразователя с модулированными входным и выходным токами

ного тока. Запираемые вентили V_1 и V_2 открыты на интервалах $\alpha < \vartheta < (\pi - \alpha)$ (каждый на «своей» полувольтне) и подключают дроссель L непосредственно к питающей сети. При закрытых вентилях ток дросселя поступает в нагрузку через диод V_0 . Подставляя значения КФ и их пределов (см. 1.10, а) в выражения (1.22), (1.24), получим

$$K_U = \frac{\cos \alpha}{\alpha}; \quad \chi = \frac{2\sqrt{2} \cos \alpha}{\sqrt{\pi(\pi - 2\alpha)}}. \quad (1.28)$$

Графики данных зависимостей показаны на рис. 1.10, б, в. Видно, что для рассматриваемого сочетания КФ возможна регулировка коэффициента передачи как в сторону повышения, так и в сторону понижения, причем коэффициент мощности имеет высокое значение в широком диапазоне K_U .

Практический интерес представляет режим, при котором обе коммутационные функции ($K_{Ф_{вх}}$, $K_{Ф_{н}}$) изменяются синхронно (рис. 1.11, а). Используя принятые на рисунке обозначения в соответствии с равенством (1.22), (1.24), получим следующие выражения для коэффициентов передачи и мощности:

$$K_U = \frac{2[n + (1 - n) \cos \alpha]}{\pi + 2\alpha(n - 1)}; \quad (1.29)$$

$$\chi = \frac{2\sqrt{2}[n + (1 - n) \cos \alpha]}{\pi \sqrt{1 + 2(n^2 - 1)\alpha/\pi}}. \quad (1.30)$$

Здесь n — коэффициент связи уровней коммутационных функций.

На рис. 1.11, б, в представлены регулировочные характеристики, а также зависимости $\chi = f(K_U)$ для различных n . Угол регулирования α наиболее ощутимо влияет на коэффициент передачи при $n = 0$. Поэтому для получения расширенного диапазона изменения K_U целесообразно синтезировать устройства, в которых один из уровней синхронно изменяющихся коммутационных функций нулевой, причем поскольку верхний предел $K_{U \max} = 1$, то желательно снижать нижний предел. Одновременное равенство нулю $K_{Ф_{вх}}$ и $K_{Ф_{н}}$ означает, что на данных интервалах ток дросселя, находящегося в составе преобразователя, не протекает ни через сеть, ни через нагрузку. Очевидно, что при этом должна быть

организована цепь для протекания тока внутри самого преобразователя. Подобный способ регулирования, а также реализующие его устройства предложены автором настоящей работы [21, 24, 25]. Анализируя ход зависимостей по рис. 1.11, б, в, можно отметить, что для $n > 1$ характерно уменьшение как коэффициента

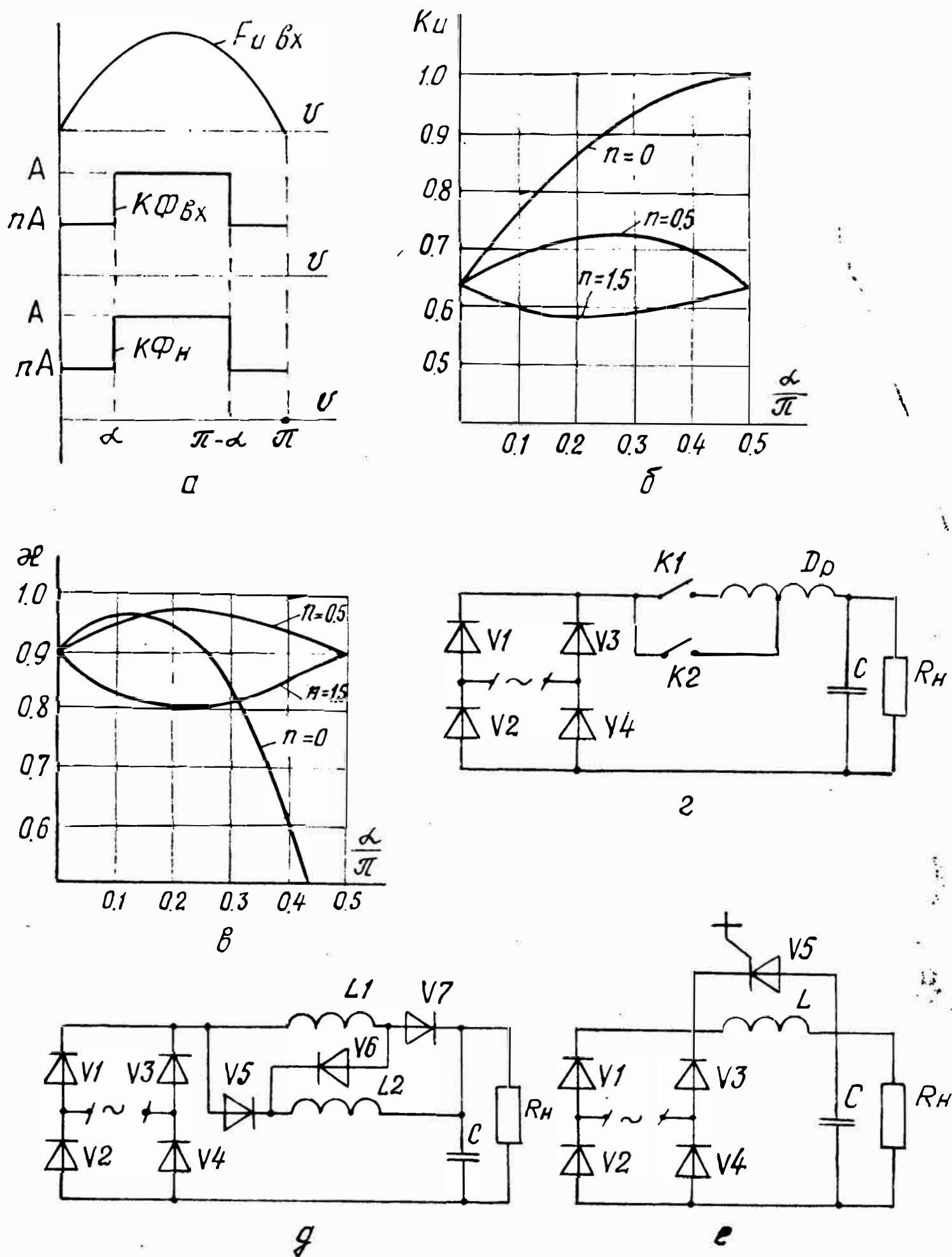


Рис. 1.11. Схемы и характеристики преобразователей с дискретно изменяемым режимом работы сглаживающих дросселей

передачи, так и коэффициента мощности, а для $n < 1$, в частности для $n = 0,5$, — повышение того и другого параметра. Примеры схем, в которых обеспечивается синхронное изменение $K\Phi_{вх}$ и $K\Phi_{н}$, показаны на рис. 1.11, *г*, *д*, *е*.

В устройстве по рис. 1.11, *г* ключи K_1 и K_2 переключаются в противофазе. При замкнутом K_1 током обтекаются все витки сглаживающего дросселя Dp , а при замкнутом K_2 — лишь их часть. В силу непрерывности потокосцепления в моменты коммутации ключей скачком изменяется потребляемый от источника и передаваемый в нагрузку ($C||R_n$) ток. Если на угловых интервалах $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; $(\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$ замкнут K_1 , а на интервале $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$, то в преобразователе реализуются изображенные на рис. 1.11, *а* коммутационные функции ($n < 1$). При смене интервалов замкнутого состояния ключей входной ток имеет форму, соответствующую $n > 1$. Численное значение коэффициента n определяется положением среднего вывода дросселя.

В схеме по рис. 1.11, *д* индуктивная часть сглаживающего фильтра содержит два дросселя L_1, L_2 , которые связаны с помощью диодов V_5, V_6, V_7 . При $|U_{вх}| > U_c$ диод V_6 заперт и входной ток является током двух параллельно соединенных дросселей. Когда $|U_{вх}| < U_c$ закрыты диоды V_5, V_7 , ток проводит V_6 и дроссели оказываются соединенными последовательно. Таким образом, в моменты равенства $|U_{вх}| = U_c$ происходит переключение дросселей с последовательного соединения на параллельное и наоборот. Очевидно, что при этом скачкообразно изменяются входной и выходной токи (реализуется режим одновременного изменения $K\Phi_{вх}$ и $K\Phi_{н}$ с $n = 0,5$). Преобразователь является неуправляемым, но обладает повышенным коэффициентом мощности (см. рис. 1.11, *в*).

Устройство по рис. 1.11, *е* содержит дополнительный ключ V_5 , с помощью которого закорачивается дроссель. При этом ток дросселя замыкается через данный ключ, минуя как питающую сеть, так и нагрузку (обеспечивается равенство нулю $K\Phi_{вх}$ и $K\Phi_{н}$). Такую операцию можно производить на этапе отдачи дросселем накопленной в нем энергии, т. е. когда $|U_{вх}| < U_c$. В качестве дополнительного ключа используется полностью управляемый или обычный тиристор, изменяя время замкнутого состояния которого, можно регулировать выходное

напряжение в пределах $(0,637 \dots 1) U_{вхт}$ (см. диаграммы на рис. 1.11, б, в для $n=0$). Более полные характеристики этого устройства приведены в § 1.3.

Естественно, что рассмотренные в данном разделе примеры далеко не исчерпывают возможные варианты преобразователей с регулируемым коэффициентом передачи. Однако при работе входящих в их состав сглаживающих дросселей в режиме непрерывного магнитного потока изложенный общий подход является всегда приемлемым и с помощью соотношений (1.21), (1.22) можно рассчитать коэффициент передачи, а используя (1.23), (1.24), оценить предельный коэффициент мощности. Следует подчеркнуть, что при использовании многообмоточных дросселей для определения законов изменения КФ нужно приводить токи к одной из обмоток.

Глава II

ВЫПРЯМИТЕЛИ Понижающего типа

§ 2.1. Методика анализа выпрямителей с индуктивно-емкостным сглаживающим фильтром

В управляемых выпрямителях понижающего типа модулированное входное напряжение обычно сглаживается Г-образным LC-фильтром. При больших коэффициентах сглаживания используют ряд звеньев, однако первое из них, как правило, начинается с индуктивности. Это связано с необходимостью ограничения тока силовых управляемых элементов во время их проводящего состояния. Поэтому схема преобразователя имеет, как минимум, две реактивности и процессы в ней описываются дифференциальными уравнениями второго или более высокого порядка. Если учесть нелинейность вольт-амперных характеристик ключей, а также потери в элементах устройства, то получим громоздкие выражения, практическая применимость которых ограничена. Поэтому при анализе преобразователей зачастую пренебрегают факторами, оказывающими второстепенное влияние на исследуемые процессы. Это дает возможность получить общие соотношения, с помощью которых при небольших затратах труда можно рассчитать основные характеристики устройства.

В частности, вентиляная группа и фильтрующее звено обычно рассматриваются отдельно. При этом, анализируя схемы выпрямления, как правило, пренебрегают пульсациями потребляемого тока, а для расчета фильтра используют спектральный метод. Однако токи вентиляей, питающей сети и соответственно энергетические характеристики устройств существенно зависят от индуктивности сглаживающего дросселя. Кроме того, точное знание полного размаха переменной составляющей выходного напряжения требует учета реакции фильтра на весь спектр напряжения, подаваемого на его вход, что затруднительно. В ряде устройств вообще трудно

выделить фильтр в качестве отдельного звена. Поэтому целесообразно рассмотреть вентиляную группу совместно с элементами фильтра, а для анализа использовать метод мгновенных значений.

Применяемые в дальнейшем допущения можно разделить на общие и частные. Первые из них используются постоянно, а вторые лишь на этапах расчета определенных величин. К числу общих допущений относятся следующие: питающая сеть переменного тока является идеальным источником синусоидального напряжения; дроссель и конденсатор фильтра являются линейными; потери в элементах преобразователя не влияют на законы изменения токов и напряжений; время коммутации ключей пренебрежимо мало. Эти допущения относятся к типовым на этапе сравнительного анализа различных вариантов схем [1, 2, 3, 7, 26]. Применительно к рассматриваемому классу устройств при записи уравнения для тока сглаживающего дросселя можно пренебречь пульсациями выходного напряжения [7, 27, 28]. Не внося существенной погрешности, данное допущение позволяет снизить порядок решаемых уравнений до первого.

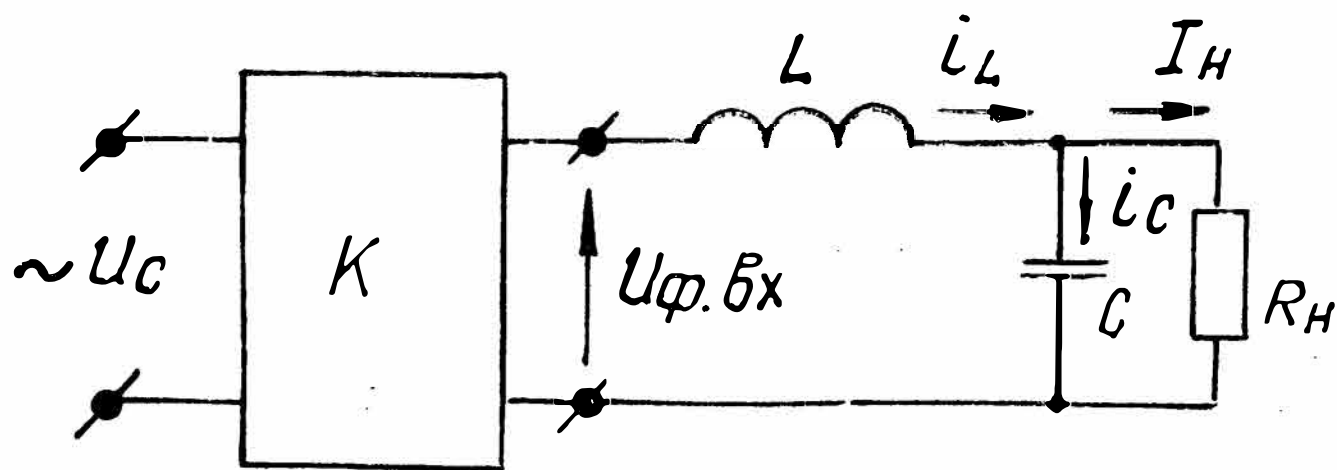
Для пояснения процедуры анализа и ряда используемых в дальнейшем коэффициентов рассмотрим схему по рис. 2.1, а, где K — коммутатор, обеспечивающий выпрямление и импульсное регулирование сетевого напряжения; L , C — элементы фильтра; R_n — нагрузка. С учетом принятых выше допущений выражение для тока дросселя i_L (рис. 2.1, б) можно записать в виде

$$i_L = I_{L0} + \frac{U_m}{\omega L} \left[\int_0^{\vartheta} K\Phi_{\text{вх}} \cdot \sin \vartheta d\vartheta - K_U \cdot \vartheta \right]. \quad (2.1)$$

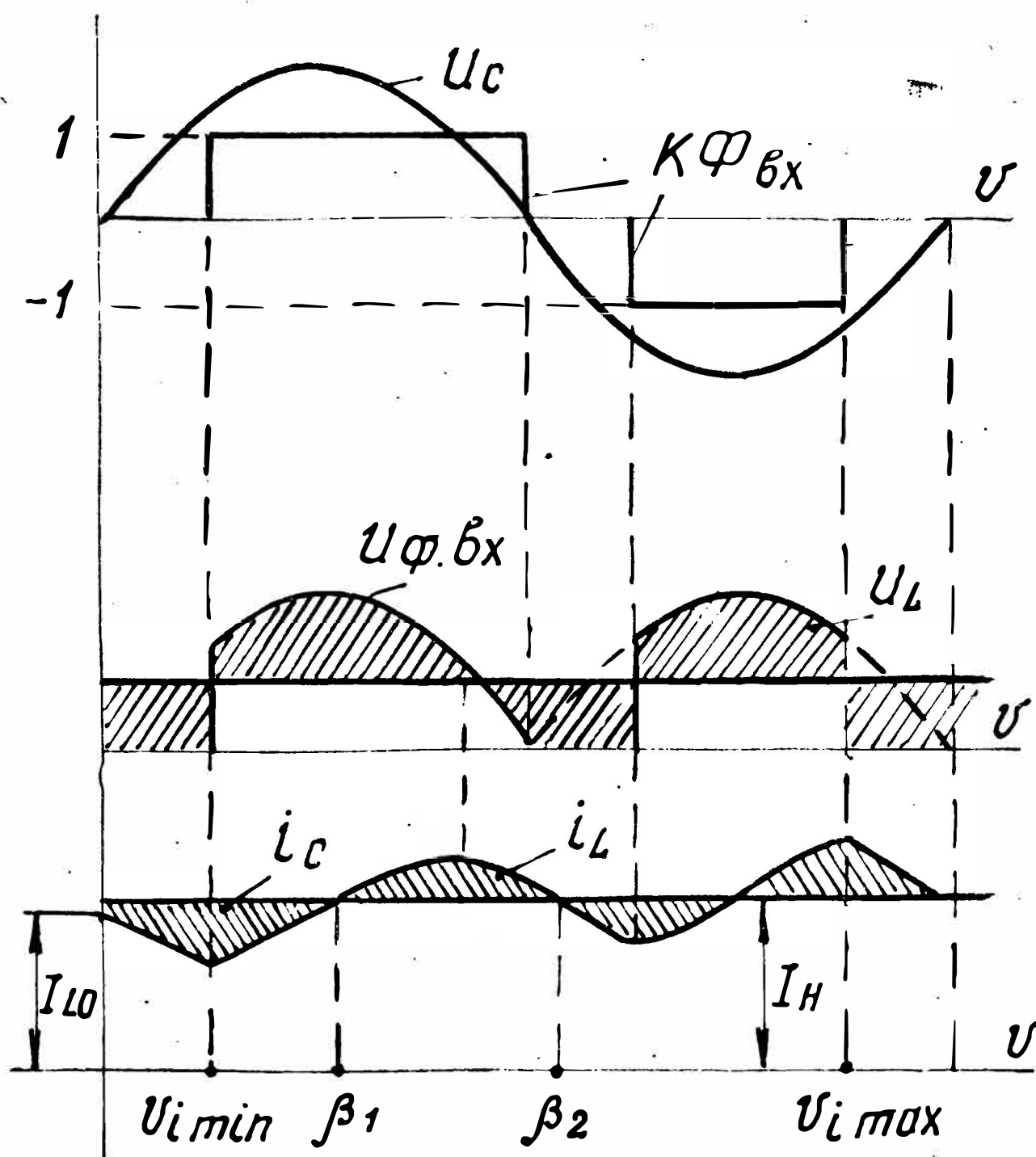
Здесь U_m , ω — амплитуда и частота входного напряжения; ϑ — текущий угол; I_{L0} — ток дросселя при $\vartheta=0$; K_U — коэффициент передачи по напряжению; $K\Phi_{\text{вх}}$ — коммутационная функция, реализуемая коммутатором. Ток I_{L0} определяется из равенства

$$\frac{1}{\vartheta_{\pi}} \int_0^{\vartheta_{\pi}} i_L d\vartheta = I_n = \frac{K_U U_m}{R_n},$$

где ϑ_{π} — угол повторяемости тока (обычно он равен π или 2π), R_n — сопротивление нагрузки.



a



б

Рис. 2.1. Схема и временные диаграммы токов и напряжений однофазного преобразователя переменного напряжения в постоянное

После подстановки выражения для I_{L0} в (2.1) получим следующее уравнение для относительного тока дросселя:

$$i_L^* = \frac{i_L}{I_H} = 1 + \frac{F_{iL}}{X_L^*}. \quad (2.2)$$

Здесь $X_L^* = \frac{\omega L}{R_H}$ — относительное индуктивное сопротивление сглаживающего дросселя; F_{iL} — функция переменной составляющей тока.

$$F_{iL} = \frac{1}{K_U} \left[\int_0^{\vartheta} K\Phi_{вх} \cdot \sin \vartheta d\vartheta - \frac{1}{\vartheta_{п}} \int_0^{\vartheta_{п}} \left(\int_0^{\vartheta} K\Phi_{вх} \sin \vartheta d\vartheta \right) d\vartheta \right] - \vartheta + \frac{\vartheta_{п}}{2}. \quad (2.3)$$

Выражение (2.2) имеет четкий физический смысл: ток дросселя имеет постоянную составляющую, равную току нагрузки (первый член), и переменную, которая зависит от $K\Phi_{вх}$, но всегда обратно пропорциональна X_L^* (второй член). Если $X_L^* \rightarrow \infty$ (т. е. $L \rightarrow \infty$), то переменная составляющая отсутствует. Режим, при котором минимальный уровень тока дросселя становится равным нулю, называется критическим. Соответствующие ему индуктивность и относительное индуктивное сопротивление дросселя обозначим $L_{кр}$, $X_{Lкр}^*$. Превышение индуктивности дросселя над ее критическим значением будем характеризовать коэффициентом запаса $B = L/L_{кр}$. Тогда $L = BL_{кр}$; $X_L^* = BX_{Lкр}^*$.

Параметр $X_{Lкр}^*$ широко используется при анализе и расчете подобных преобразователей. Для его определения в выражение (2.2) подставляют $i_L^* = 0$, $X_L^* = X_{Lкр}^*$, $F_{iL} = F_{iL \min}$. Поэтому

$$X_{Lкр}^* = -F_{iL \min}. \quad (2.4)$$

Функция $F_{iL \min}$ находится из (2.3) путем подстановки угла, соответствующего минимуму тока, т. е. $\vartheta = \vartheta_{i \min}$.

Вывод выражений для коэффициента расчетной мощности дросселя (1.14) связан с определением отношений: I_{Lm}/I_H ; $I_{Lд}/I_H$. Так как в рассматриваемой схеме

ток нагрузки равен среднему току дросселя, то данные отношения фактически являются коэффициентами амплитуды и формы тока дросселя. Коэффициент амплитуды находится непосредственно из (2.2) с учетом подстановки в (2.3) угла $\vartheta = \vartheta_{i \max}$ (рис. 2.1, б):

$$K_a = \frac{I_{Lm}}{I_H} = 1 + \frac{F_{La}}{B}, \quad (2.5)$$

где

$$F_{La} = \frac{F_{iL \max}}{X_{L \text{кр}}^*}.$$

Коэффициент формы тока

$$K_\phi = \frac{I_{L\tau}}{I_H} = \sqrt{1 + \frac{F_{L\phi}}{B^2}}. \quad (2.6)$$

Здесь

$$F_{L\phi} = \frac{1}{\vartheta_\pi X_{L \text{кр}}^*} \int_0^{\vartheta_\pi} F_{iL}^2 d\vartheta.$$

При записи выражения (2.6) учтено, что интеграл от переменной составляющего тока в пределах $0 \div \vartheta_\pi$ равен нулю. С учетом (2.5), (2.6) выражение для коэффициента расчетной мощности дросселя (1.14) можно представить в виде

$$K_L = X_L^* \cdot K_a \cdot K_\phi = B X_{L \text{кр}}^* \left(1 + \frac{F_{La}}{B}\right) \sqrt{1 + \frac{F_{L\phi}}{B^2}}. \quad (2.7)$$

В установившемся режиме приращение напряжения фильтрового конденсатора определяется вытекающим (вытекающим) зарядом, т. е.

$$\Delta U_C = \frac{1}{\omega C} \int_{\beta_1}^{\beta_2} i_C d\vartheta, \quad (2.8)$$

где β_1, β_2 — соседние углы, при которых меняется знак тока i_C . Коэффициент пульсаций

$$K_{п.л} = \frac{\Delta I / I_C}{2U_{н0}} = \frac{1}{2\omega C R_H} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \left(\frac{i_C}{I_H}\right) d\vartheta =$$

$$= \frac{X_L^*}{2\omega^2 LC} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \left(\frac{i_c}{I_H} \right) d\vartheta. \quad (2.9)$$

Полагая, что пульсации тока нагрузки пренебрежимо малы по сравнению с пульсациями тока дросселя, можно записать

$$\frac{i_c}{I_H} = \frac{i_L}{I_H} - 1 = \frac{F_{iL}}{X_L^*}. \quad (2.9')$$

Подставляя данное равенство в предыдущее, получим

$$K_{пл}^* = \omega^2 LC K_{пл} = \frac{1}{2} \int_{\beta_1}^{\beta_2} F_{iL} d\vartheta. \quad (2.10)$$

Относительная величина коэффициента пульсаций $K_{пл}^*$ также является одним из основных расчетных параметров. Следует отметить, что углы $\beta_{1,2}$ зачастую приходится находить из трансцендентных выражений численными методами, причем для несимметричного по полупериодам тока i_c нужно выбирать такие $\beta_{1,2}$, при которых интеграл от i_c максимален. При численных расчетах можно не определять углы $\beta_{1,2}$, а сразу находить разность между максимальным и минимальным значениями функции $0,5 \int F_{iL} d\vartheta$.

Коэффициенты расчетной мощности фильтровой конденсаторной батареи выражаются через введенные параметры следующим образом:

$$K_{сэ} = \omega C R_H = \frac{K_{пл}^*}{B X_{L_{кр}}^* \cdot K_{пл}}, \quad (2.11)$$

$$K_{сi} = \left(\frac{I_{с.л}}{I_H} \right)^2 R_c^* = \frac{F_{L.ф}}{B^2} \cdot R_c^*. \quad (2.12)$$

При принятом допущении об отсутствии потерь в преобразователе уравнение для коэффициента мощности (1.2) можно представить в виде

$$\chi = \frac{P_H}{U_{вх.д} \cdot I_{вх.д}} = \frac{V \sqrt{2} K_U}{I_{вх.д} / I_H}. \quad (2.13)$$

Входной ток представляет собой ток дросселя на интервалах протекания последнего через сеть. Относительная величина действующего входного тока

$$\begin{aligned} \frac{I_{\text{вх.д}}}{I_{\text{н}}} &= \sqrt{\frac{1}{\vartheta_{\text{п.вх}}} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} (i_L^*)^2 d\vartheta} = \\ &= \sqrt{\frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{\vartheta_{\text{п.вх}}} + \frac{F_{\text{вх.}\phi_1}}{B} + \frac{F_{\text{вх.}\phi_2}}{B^2}} \end{aligned} \quad (2.14)$$

Здесь ϑ_1, ϑ_2 — углы, соответствующие началу и окончанию протекания тока сети на интервале его периодичности $\vartheta_{\text{п.вх}}$.

$$\begin{aligned} F_{\text{вх.}\phi_1} &= \frac{2}{X_{L.\text{кр}}^* \vartheta_{\text{п.вх}}} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} F_{iL} d\vartheta; \\ F_{\text{вх.}\phi_2} &= \frac{1}{(X_{L.\text{кр}}^*)^2 \vartheta_{\text{п.вх}}} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} F_{iL}^2 d\vartheta. \end{aligned} \quad (2.15)$$

С учетом (2.14) коэффициент мощности

$$\chi = \frac{\sqrt{2} K_U}{\sqrt{\frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{\vartheta_{\text{п.вх}}} + \frac{F_{\text{вх.}\phi_1}}{B} + \frac{F_{\text{вх.}\phi_2}}{B^2}}}. \quad (2.16)$$

Из данного уравнения видно, что при идеально сглаженном токе i_L , т. е. при $B \rightarrow \infty$ коэффициент мощности всегда выше, чем при пульсирующем.

Через ключи коммутатора на соответствующих интервалах замыкается ток дросселя, поэтому для более точного определения коэффициентов расчетной мощности ключей необходимо также использовать выражение (2.2). Учитывая, что $U_{\text{н}} = K_U U_m$, уравнение (1.6) запишем в виде

$$K_V = \Delta U_0^* \frac{I_{V.\text{ср}}}{K_U I_{\text{н}}} + R_{\text{д}}^* \left(\frac{I_{V.\text{д}}}{I_{\text{н}}} \right)^2, \quad (2.17)$$

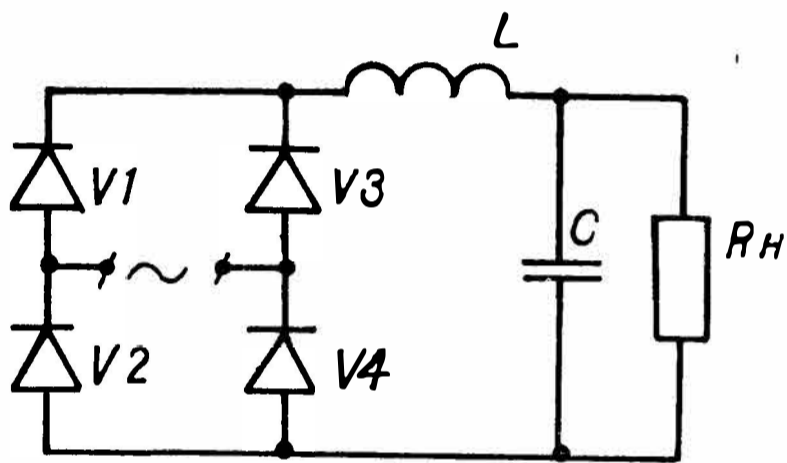
где $\Delta U_0^* = U_0 / U_m$; U_0, U_m — «пороговое» напряжение вентиля и амплитуда входного напряжения.

Если пренебречь пульсациями тока сглаживающего дросселя, то

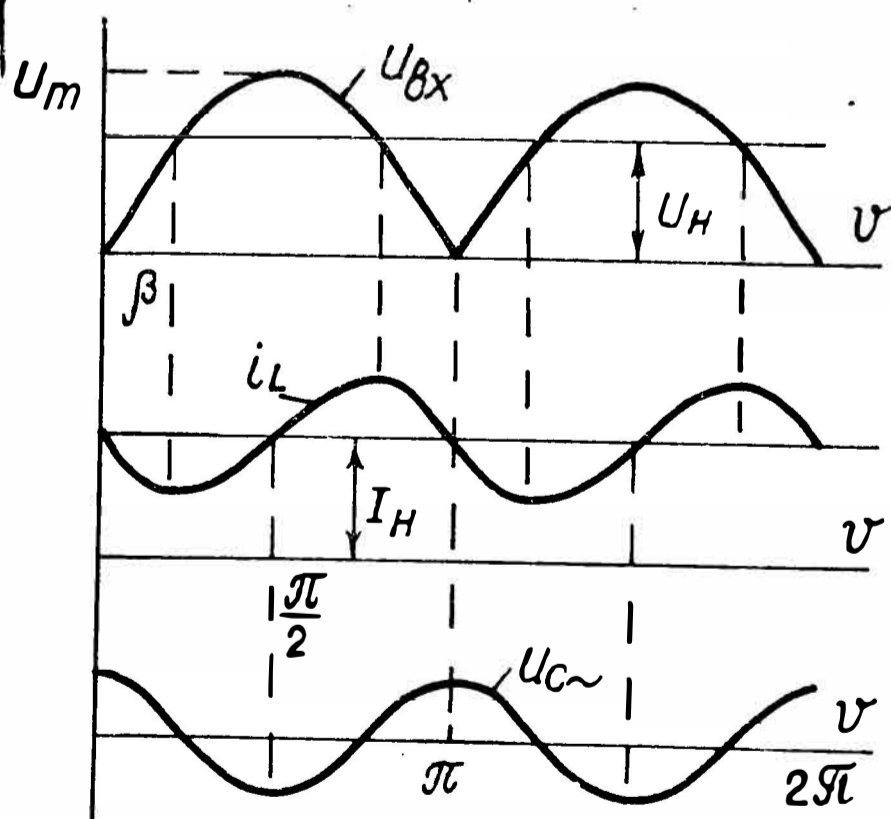
$$K_V = \frac{\vartheta_V}{2\pi} \left(\frac{\Delta U_0^*}{K_U} + R_{\text{д}}^* \right). \quad (2.18)$$

Здесь ϑ_V — угол проводимости вентиля за период входного напряжения.

Таким образом, анализ электромагнитных процессов в преобразователях с модулированным входным током удобно проводить, применяя следующие параметры: $X_{L \text{кр}}^*$, B , $K_{\text{пл}}^*$. Исходным для расчета является закон изменения переменной составляющей тока дросселя. При заданной коммутационной функции $K\Phi_{\text{вх}}$ по выражению (2.3) определяется F_{iL} , а затем по уравнениям (2.4), (2.7), (2.10), (2.11), (2.12), (2.16), (2.17) — $X_{L \text{кр}}^*$, K_L , $K_{\text{пл}}^*$, K_C , χ , K_V . В регулируемых устройствах перечисленные параметры являются функциями коэффициента передачи. Если известны данные зависимости, то для расчета энергетической части преобразователя достаточно данных о питающей сети (U_m , ω), нагрузке (U_H , R_H , $K_{\text{пл}}$) и коммутирующих приборах.



а



б

Рис. 2.2. Схема неуправляемого выпрямителя и временные диаграммы: выпрямленного напряжения U_B , тока дросселя i_L , переменной составляющей выходного напряжения u_C

В качестве примера по описанной методике определим основные параметры неуправляемого мостового выпрямителя (рис. 2.2, а). Для данного устройства $K\Phi_{вх}=1$, угол повторяемости тока дросселя $\vartheta_{п}=\pi$, коэффициент передачи $K_U = \frac{2}{\pi}$. Подставляя данные значения в (2.3), имеем

$$F_{iL} = \frac{\pi}{2} (1 - \cos \vartheta) - \vartheta. \quad (2.19)$$

Интегралы от данной функции равны

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} F_{iL} d\vartheta = 0; \quad \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} F_{iL}^2 d\vartheta = \frac{5\pi}{24} - 2 \simeq 0,0562.$$

Из приведенных на рис. 2.2, б диаграмм видно, что ток i_L минимален при угле $\vartheta_{i \min} = \beta = \arcsin K_U$, а максимален при угле $\vartheta_{i \max} = (\pi - \beta)$. Подставляя соответствующие значения в уравнения (2.4) — (2.7), получим

$$X_{L \text{ кр}}^* = \beta - \frac{\pi}{2} (1 - \cos \beta) \simeq 0,331; \quad K_a = 1 + \frac{1}{B};$$

$$K_{\phi} = \sqrt{1 + \frac{0,514}{B^2}}; \quad K_L = X_{L \text{ кр}}^* (1 + B) \sqrt{1 + \frac{0,514}{B^2}}.$$

Ток конденсатора меняет знак при углах $\beta_1=0$, $\beta_2=\pi/2$ и т. д. [см. равенство нулю выражения (2.19)]. В соответствии с (2.10) относительная величина коэффициента пульсаций

$$K_{пл}^* = \frac{1}{2} \left| \int_0^{\pi/2} F_{iL} d\vartheta \right| = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{\pi}{4} \right) \simeq 0,1685.$$

Коэффициенты расчетной мощности конденсатора фильтра [см. (2.11) (2.12)]

$$K_{сэ} \simeq \frac{0,51}{BK_{пл}}; \quad K_{сi} \simeq \frac{0,514}{B^2} R_c^*.$$

Так как в рассматриваемом устройстве ток дросселя постоянно протекает через питающую сеть, то в равенствах (2.15), (2.16) $\vartheta_1=0$, $\vartheta_2=\pi$, $\vartheta_{п.вх}=\pi$. Поэтому $F_{вх.\phi_1} = 0$, $F_{вх.\phi_2} = 0,514$, а коэффициент мощности

$$\chi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \sqrt{1 + \frac{0,514}{B^2}}} \quad (2.20)$$

На рис. 2.3 показаны зависимости χ , $K_L = f(B)$. Как видим, на коэффициент мощности значительное влияние оказывает величина относительного индуктивного сопротивления сглаживающего дросселя (при $X_L^* \rightarrow \infty$ $\chi \simeq 0,9$, а при $X_L^* = X_{L\text{кр}}^*$ $\chi = 0,732$). Поэтому допущение об отсутствии пульсаций тока, принимаемое при расчетах в большинстве источников, является грубым и дает завышенные результаты (особенно в режимах, близких к критическому) [29]. На начальном участке зависимостей χ , $K_L = f(B)$ наблюдается наиболее интенсивное увеличение χ , а коэффициент габаритной энергии дросселя возрастает с минимальной крутизной. Это позволяет рекомендовать выбор B в пределах 2—3.

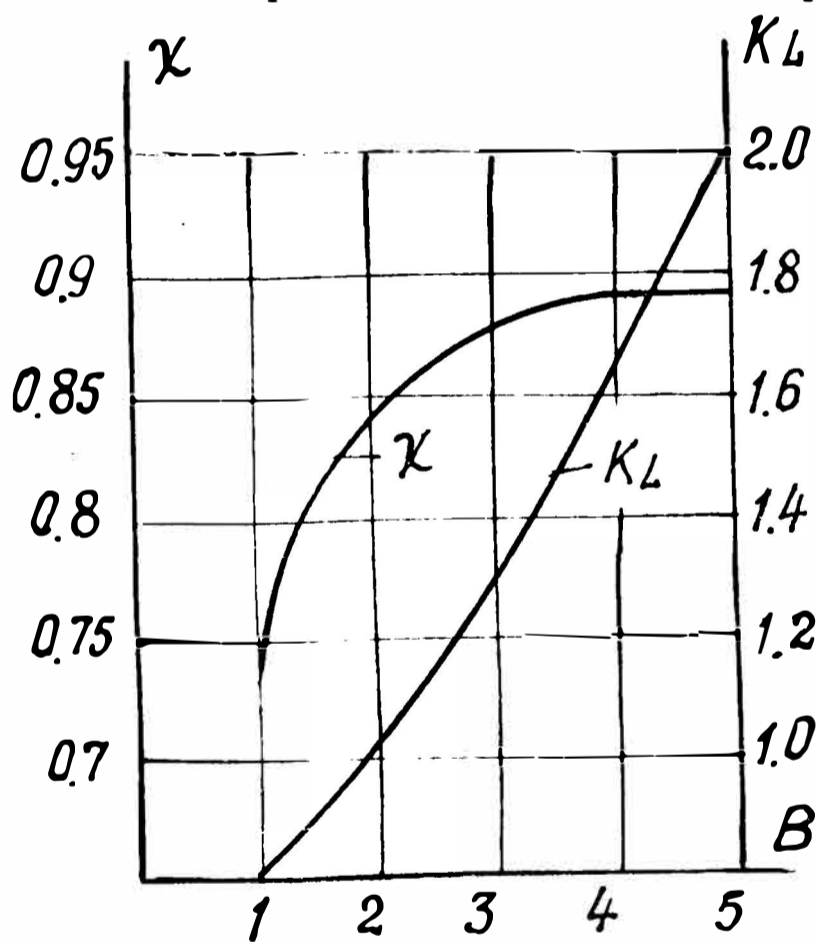


Рис. 2.3. Зависимости коэффициента мощности выпрямителя χ и коэффициента расчетной мощности дросселя K_L от коэффициента запаса дросселя по индуктивности B

Средний и действующие токи вентилях анализируемой схемы

$$I_{V\text{ср}} = 0,5 I_{\text{н}}; \quad I_{V\text{д}} = \frac{I_{L\text{т}}}{\sqrt{2}} \simeq \frac{I_{\text{н}}}{2B} \sqrt{1 + 2B^2}.$$

Коэффициент расчетной мощности вентиляльного комплекта

$$K_{V\Sigma} = \pi \Delta U_0^* + \left(2 + \frac{1}{B^2}\right) R_{\text{д}}^*.$$

Величина индуктивности сглаживающего дросселя влияет на расчетную мощность вентиля при малых B . С ростом B это влияние падает и для $B > 2$ его можно не учитывать.

§ 2.2. Режимы работы дросселей в однофазных выпрямителях

В зависимости от функции, реализуемой коммутатором в схеме по рис. 2.1, к сглаживающему дросселю могут прикладываться различные напряжения, которые определяют закон изменения его тока и соответственно основные параметры того, или иного преобразователя. Наиболее характерные виды коммутационных функций $K\Phi_{вх}$ и обусловленные ими напряжения и токи дросселей показаны на рис. 2.4. Здесь и далее соответствующие рисунку 2.4 режимы будем обозначать индексами «а», «б», «в» и т. д. В режимах «а», «б» коммутатором обеспечивается двухполупериодное выпрямление и регулирование, причем в первом случае регулируется фронт, а во втором — срез полуволны сетевого напряжения. Первый режим («а») осуществляется триодными тиристорами и широко распространен. Для реализации второго режима («б») нужны полностью управляемые ключи. Самостоятельно такой режим не применяется, но его можно эффективно использовать при сочетании с первым. Режим «в» характерен для однополупериодных выпрямления и регулирования, а режим «г» — однополупериодного регулирования при двухполупериодном выпрямлении. Их реализация производится ключами с неполным управлением. В режимах «д» одновременно, синхронно изменяются передний и задний фронты напряжения, подаваемого на вход фильтра, т. е. обеспечивается двухстороннее фазовое регулирование (ДФР). В этом случае коммутатор содержит полностью управляемые ключи. Режим «е» аналогичен режиму «а» и отличается от него прямоугольной формой входного напряжения. В табл. 2.1 для перечисленных режимов приведены уравнения, описывающие законы изменения переменной составляющей тока дросселя, а также выражения, необходимые для расчета параметров дросселя. При выводе использовались равенства (2.3), (2.4). На рис. 2.5 показаны зависимости $X_{Lкр}^*$

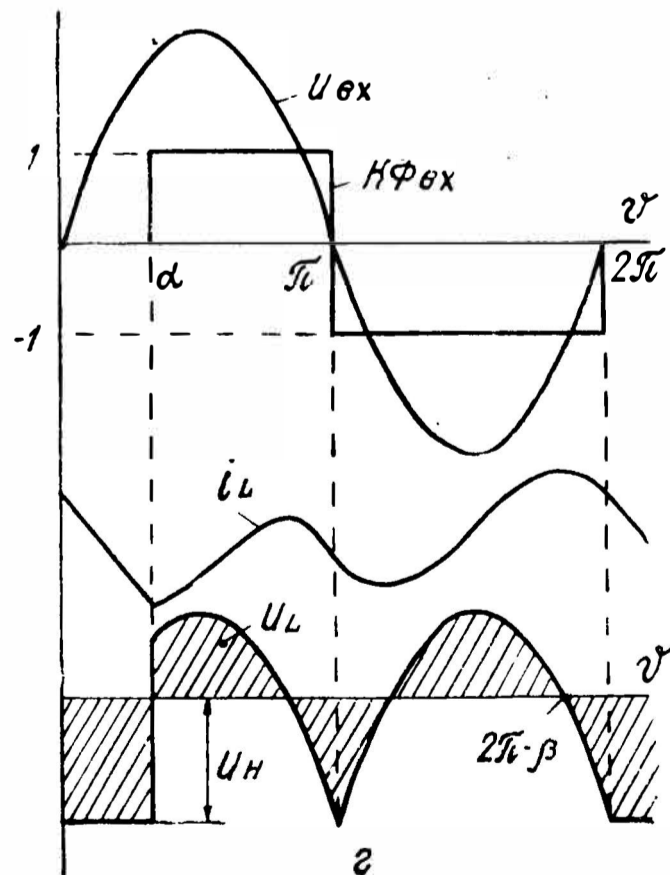
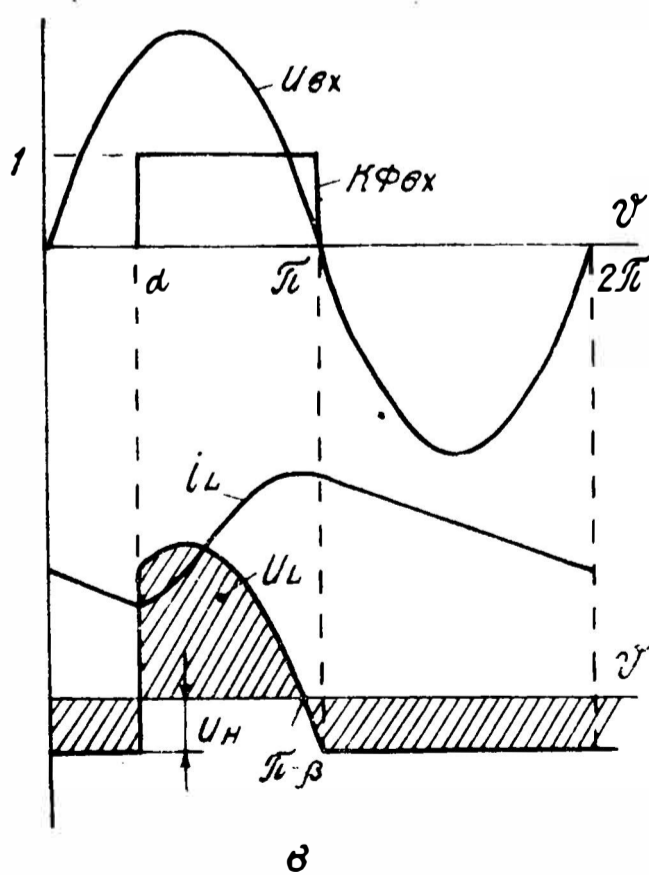
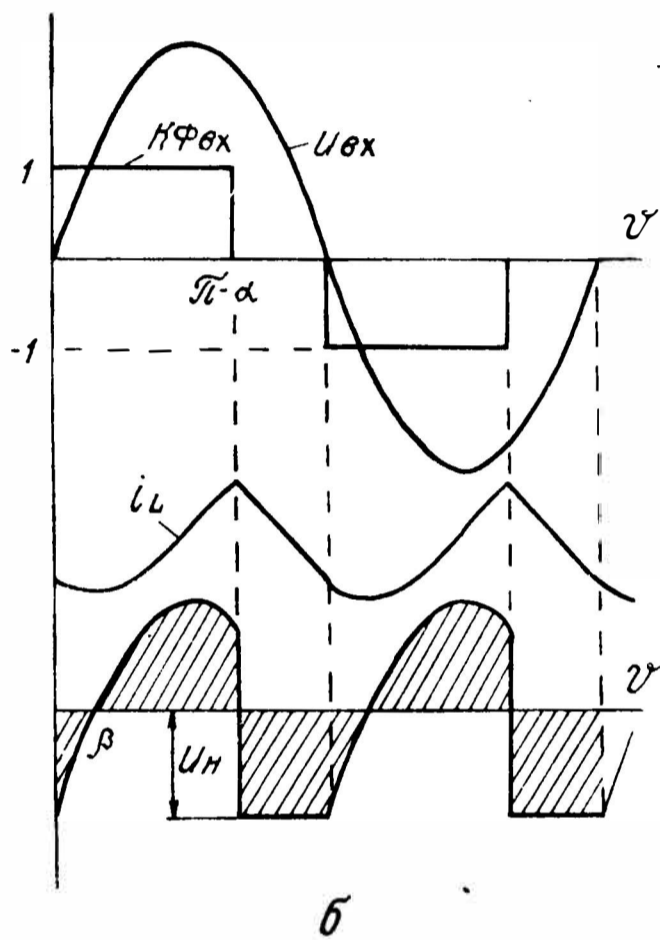
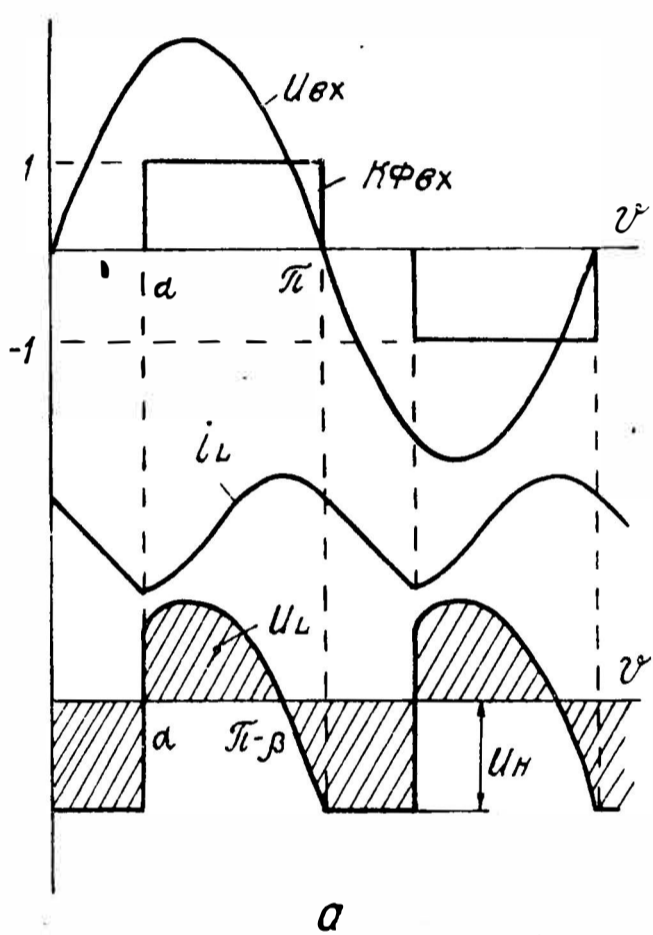
Таблица 2.1

Индекс рис. 2.4	Значения $K\Phi_{вх}$	Закон изменения переменной составляющей тока F_{iL}	Относительное сопротивление дросселя в критическом режиме $X_{Lкр}^*$	Амплитуда функции F_{iL}	Примечание
«а»	0 — при $0 \leq \vartheta \leq \alpha$;	$\frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{d + \cos \alpha}{K_U}$, $0 \leq \vartheta \leq \alpha$;	$\alpha - \frac{\pi}{2} + \frac{d + \cos \alpha}{K_U}$, $\alpha \geq \beta$;	$\beta - \frac{\pi}{2} +$ $+\frac{\cos \beta - d}{K_U}$	$K_U = \frac{1 + \cos \alpha}{\pi}$; $d = \frac{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha}{\pi}$
	1 — при $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$	$\frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{d + \cos \vartheta}{K_U}$, $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$	$\beta - \frac{\pi}{2} + \frac{d + \cos \beta}{K_U}$, $\alpha \leq \beta$		
«б»	1 — при $0 \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$;	$\frac{\pi}{2} - \vartheta + \frac{d - \cos \vartheta}{K_U}$, $0 \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$;	$\beta - \frac{\pi}{2} - \frac{d - \cos \beta}{K_U}$	$\alpha - \frac{\pi}{2} +$ $+\frac{d + \cos \alpha}{K_U}$ $\alpha \geq \beta$;	$\beta = \arcsin K_U$; $\beta = \alpha$, при $\alpha = 0,195\pi$
	0 — при $(\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$	$\frac{\pi}{2} - \vartheta + \frac{d + \cos \alpha}{K_U}$, $(\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$		$\beta - \frac{\pi}{2} +$ $+\frac{d + \cos \beta}{K_U}$ $\alpha \leq \beta$	

Индекс рис. 2.4	Значения $K\Phi_{вх}$	Закон изменения переменной составляющей тока F_{iL}	Относительное сопротивление дросселя в критическом режиме $XL_{кр}^*$	Амплитуда функции F_{iL}	Примечание
«В»	0 — при $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; 1 — при $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$; 0 — при $\pi \leq \vartheta \leq 2\pi$	$-\vartheta - d_1, 0 \leq \vartheta \leq \alpha$; $-\vartheta - d_1 + \frac{\cos \alpha - \cos \vartheta}{K_U},$ $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$; $-\vartheta - d_1 + 2\pi, \pi \leq \vartheta \leq 2\pi$	$\alpha + d_1, \alpha \geq \beta$; $\beta + d_1 - \frac{\cos \alpha - \cos \beta}{K_U},$ $\alpha \leq \beta$	$\beta - \pi - d_1 +$ $+\frac{\cos \alpha + \cos \beta}{K_U}$	$d_1 = \frac{\sin \alpha + (\pi - \alpha) \cos \alpha}{1 + \cos \alpha};$ $K_U = \frac{1 + \cos \alpha}{2\pi},$ $\beta = \alpha, \text{ при } \alpha = 0, 1\pi$
«Г»	0 — при $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; 1 — при $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$; -1 — при $\pi \leq \vartheta \leq 2\pi$	$d_2 - \vartheta, 0 \leq \vartheta \leq \alpha$; $d_2 - \vartheta + \frac{\cos \alpha - \cos \vartheta}{K_U},$ $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$; $d_2 - \vartheta + \frac{2 + \cos \alpha + \cos \vartheta}{K_U},$ $\pi \leq \vartheta \leq 2\pi$	$\beta - d_2 - \frac{\cos \alpha - \cos \beta}{K_U},$ $0 \leq \alpha \leq \beta$; $\alpha - d_2, \beta \leq \alpha \leq 0,67\pi$ $\beta + \pi - d_2 - \frac{2 + \cos \alpha - \cos \beta}{K_U},$ $0,67\pi \leq \alpha \leq \pi$	$d_2 + \beta - 2\pi +$ $+\frac{2 + \cos \alpha}{K_U} +$ $+\frac{\cos \beta}{K_U}$	$d_2 =$ $\frac{\pi - \sin \alpha - (\pi - \alpha) \cos \alpha}{3 + \cos \alpha};$ $K_U = \frac{3 + \cos \alpha}{2\pi};$ $\beta = \arcsin K_U$ $\beta = \alpha, \text{ при } \alpha = 0,205\pi$

Индекс рис. 2.4.	Значения $K\Phi_{вх}$	Закон изменения переменной составляющей тока F_{iL}	Относительное сопротивление дросселя в критическом режиме $X_{Lкр}^*$	Амплитуда функции F_{iL}	Примечание
«д»	<p>0 — при $0 \leq \vartheta \leq \alpha$;</p> <p>1 — при $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$</p> <p>0 — при $(\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$</p>	<p>$-\vartheta, 0 \leq \vartheta \leq \alpha$;</p> <p>$\frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{\cos \vartheta}{K_U},$ $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$;</p> <p>$\pi - \vartheta, (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$</p>	<p>$\beta + \frac{\cos \beta}{K_U} - \frac{\pi}{2}, \alpha \leq \beta$;</p> <p>$\alpha, \alpha \geq \beta$</p>	<p>$\beta + \frac{\cos \beta}{K_U} - \frac{\pi}{2},$ $\alpha \leq \beta; \alpha, \alpha \geq \beta$</p>	<p>$K_U = \frac{2 \cos \alpha}{\pi}$;</p> <p>$\beta = \arcsin K_U,$ $\beta = \alpha, \text{ при } \alpha = 0, 18\pi$</p>
«е»	<p>0 — при $0 \leq \vartheta \leq \alpha$;</p> <p>1 — при $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$</p>	<p>$\frac{\pi}{2} (1 - \gamma) - \vartheta, 0 \leq \vartheta \leq \alpha$;</p> <p>$\frac{\pi}{2} (1 - \gamma) - \vartheta + \frac{\vartheta - \alpha}{\gamma},$ $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$</p>	$\frac{\pi}{2} (1 - \gamma)$	$\frac{\pi}{2} (1 - \gamma)$	$\alpha = (1 - \gamma)\pi; K_U = \gamma$

$= f(\alpha)$, рассчитанные по приведенным уравнениям. Видно, что с ростом угла регулирования во всех режимах величина $X_{L\text{кр}}^*$ растет. Сопоставлять параметры дросселей целесообразно для одинакового коэффициента передачи сравниваемых устройств. Такое условие во всем диапазоне угла α выполняется для режимов «а» и «б». Однако несмотря на равные вольт-секундные площади напряжения, прикладываемые к дросселям фильтра в указанных режимах, во втором случае («б») величина $X_{L\text{кр}}^*$ меньше. Этот факт, на первый взгляд па-



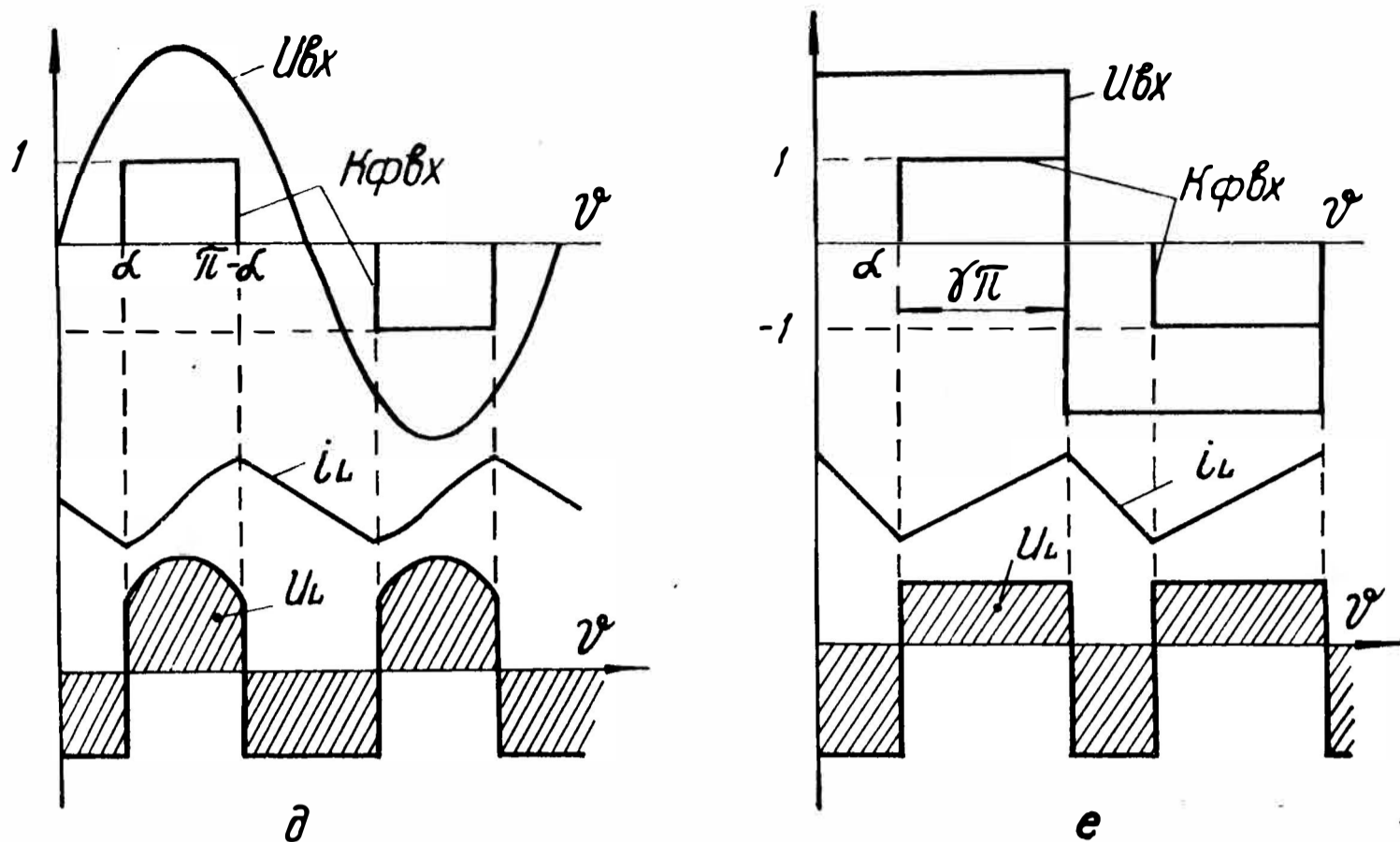


Рис. 2.4. Характерные коммутационные функции $K\Phi_{вх}$, реализуемые коммутатором в схеме по рис. 2.1 и соответствующие им временные диаграммы токов i_L и напряжений u_L сглаживающих дросселей

радоксальный, объясняется различными законами изменения тока. Действительно, в режиме «а» кривая тока является выпуклой, а в режиме «б» — вогнутой. Поэтому при равных перепадах токов дросселей их средние значения отличны. Соответственно при равных средних значениях токов отличаются их перепады. Естественно, что в крайних точках, когда $\alpha=0$; π величины $X_{Lкр}^*$ равны и составляют 0,331 и $\pi/2$. На рис. 2.6, а, б показаны графики функций F_{La} , $F_{Lф}$, используя которые с помощью (2.5), (2.6) легко определить коэффициенты амплитуды и формы тока дросселя. Расчет данных зависимостей проводился по выражениям (2.5), (2.6) численными методами на ЭВМ. Если переменная составляющая тока описывается нечетной функцией, то коэффициент $F_{La}=1$. Это условие выполняется для любых углов α при симметричном регулировании «д», а также при прямоугольной форме входного напряжения «е». В остальных режимах наблюдаются существенные отклонения от единицы. Как видно из рис. 2.6, б, значения коэффициента $F_{Lф}$ лежат в диапазоне 0,3—0,6. Это объясняется тем, что переменная составляющая тока дросселя содержит участки, изменяющиеся по синусоидальным и линейным законам. При чисто синусо-

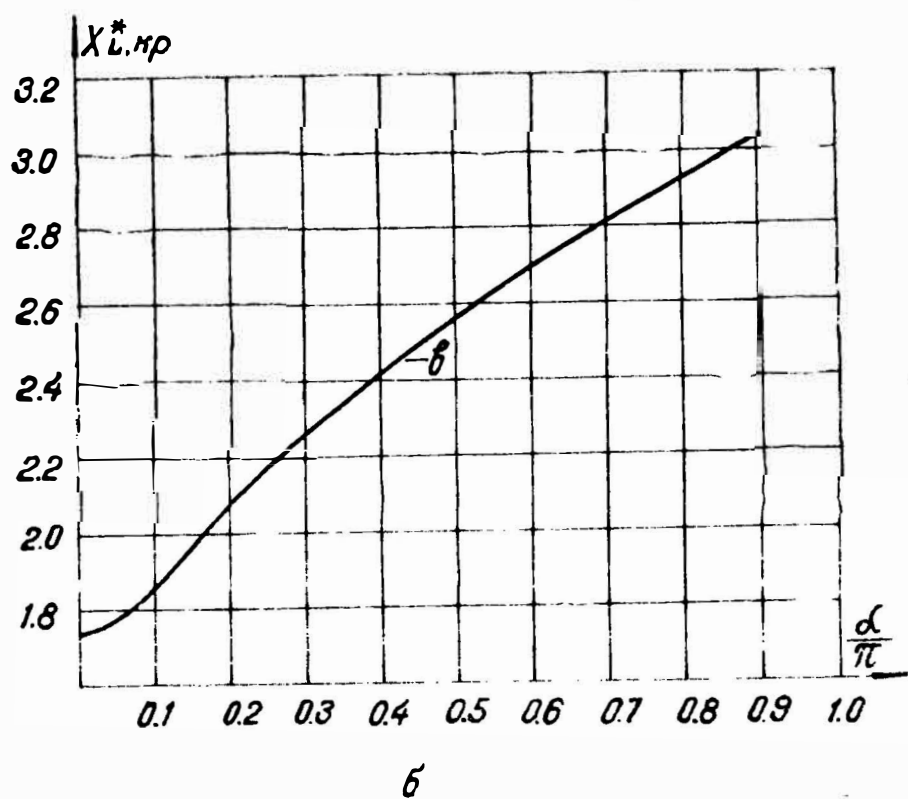
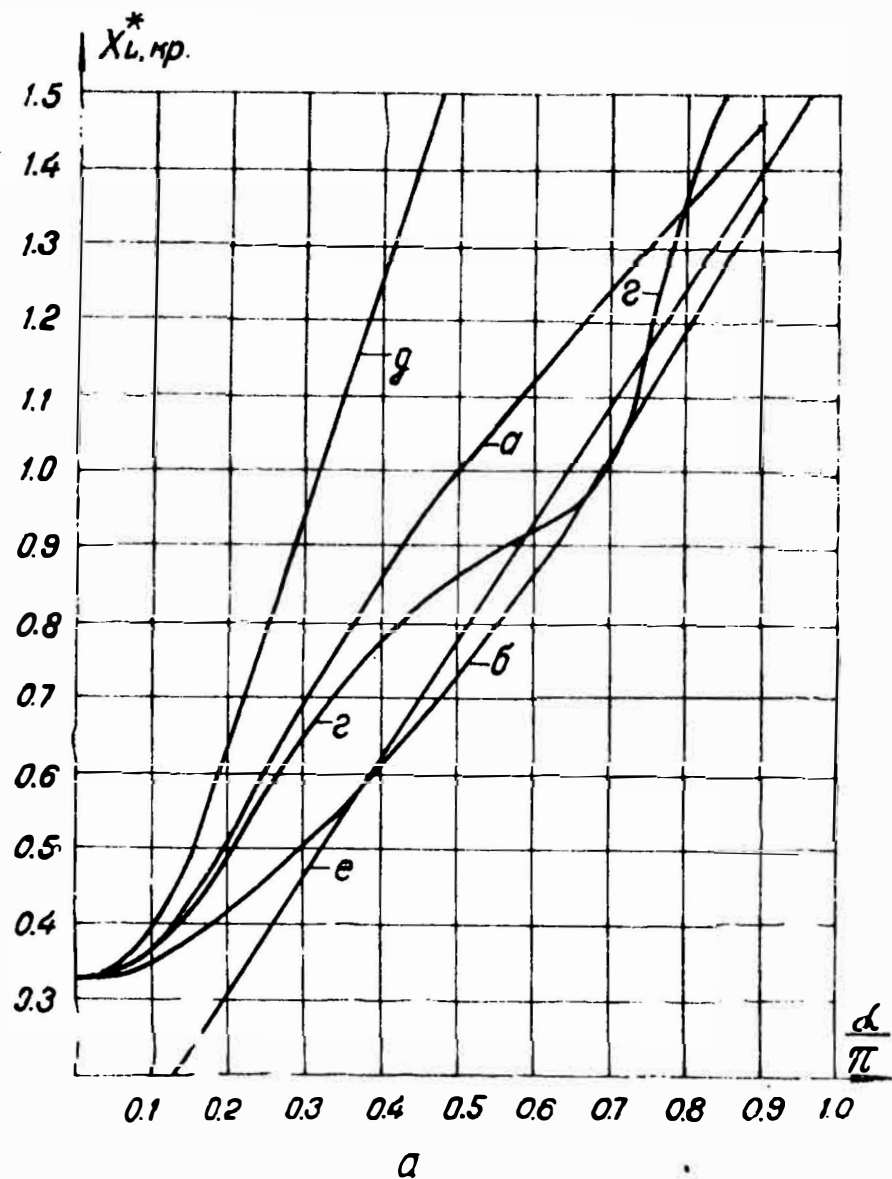


Рис. 2.5. Зависимости критического сопротивления дросселя $X_{L,кр}^*$ от угла регулирования α для режимов по рис. 2.4 (в относительных единицах)

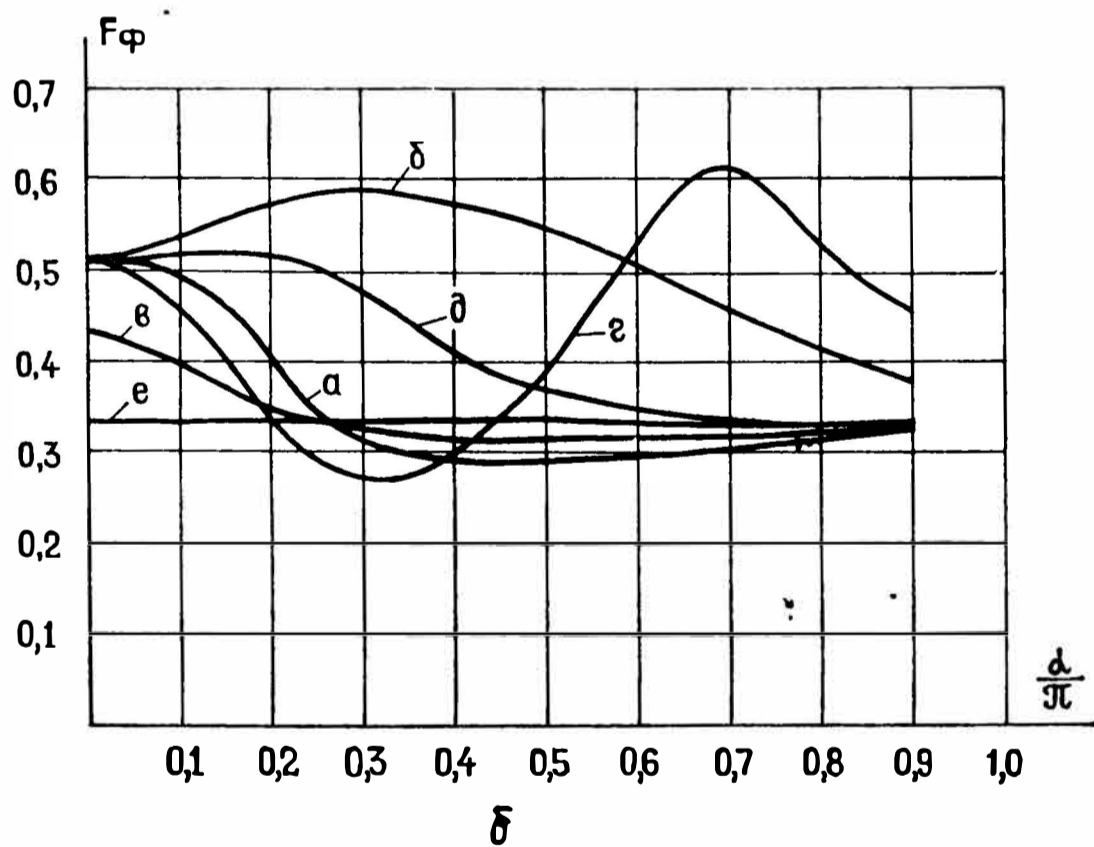
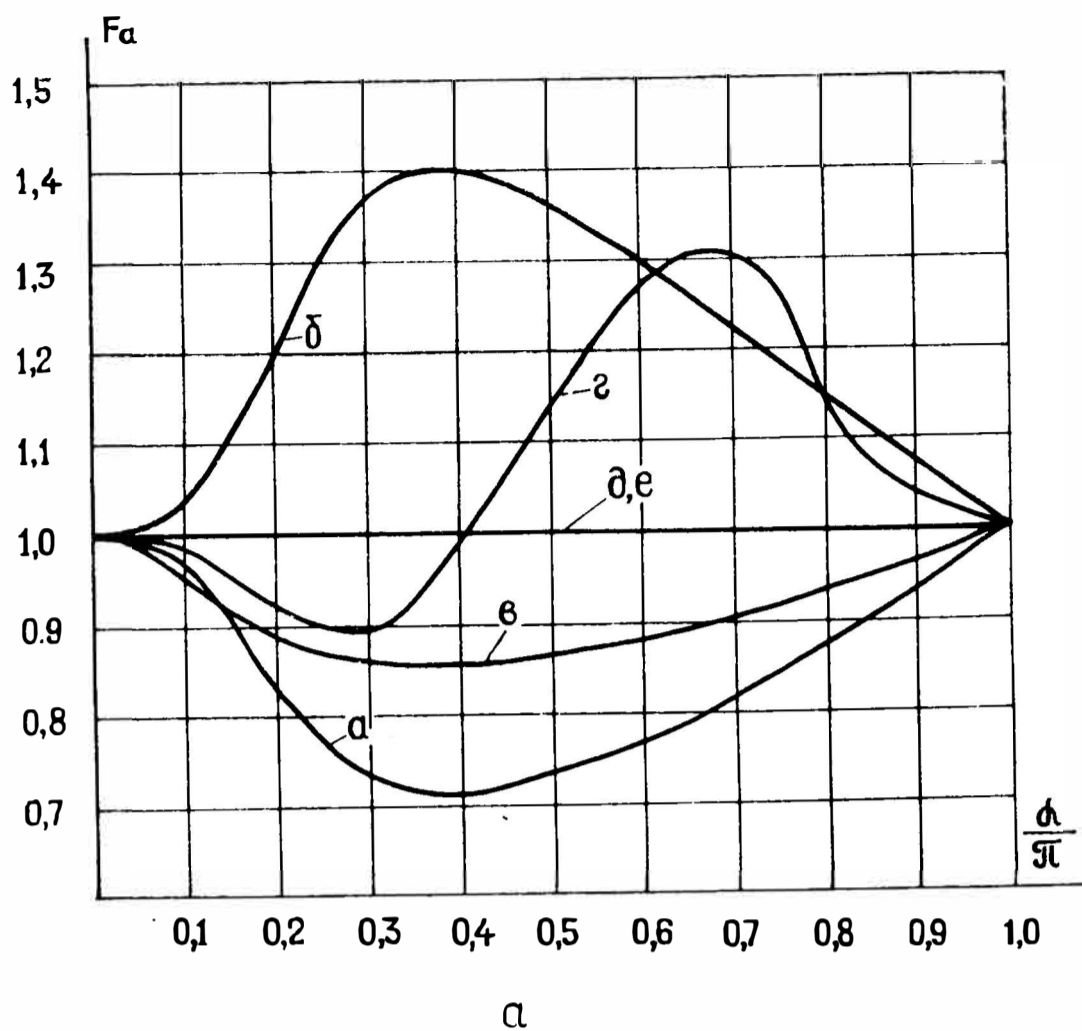


Рис. 2.6. Вспомогательные функции для расчета коэффициентов амплитуды и формы тока дросселя в режимах по рис. 2.4

идальной форме $F_{L\phi} = 1/2$, а при трехугольной — $1/3$. В режимах «а», «б», «г», «д» для $\alpha = 0$ закон изменения переменной составляющей тока близок к синусоидальному, поэтому $F_{L\phi} = 0,514$. С ростом угла α большую часть составляют линейные участки и $F_{L\phi}$ стремится к $1/3$.

Обобщенной характеристикой режима работы сглаживающего дросселя является коэффициент его габаритной мощности. Графики функций $K_L = f(K_U, B)$, рассчитанные по уравнению (2.7) с использованием полученных зависимостей для $X_{L\text{кр}}^*$, F_{La} , $F_{L\phi}$, показаны на рис. 2.7. Из приведенных данных наглядно видно, что коэффициент габаритной мощности дросселя возрастает как с уменьшением K_U (т. е. ростом угла регулирования α), так и с ростом коэффициента запаса индуктивности дросселя. Во всем диапазоне регулирования минимальной величиной K_L обладает режим «а». Незначительно от него отличается режим «б». При симметричном двухстороннем регулировании («д») повышение габаритной мощности сглаживающего дросселя достигает $\sim 25\%$ по сравнению с режимом «а». Наиболее высокие значения свойственны однополупериодному регулированию («в», «г»). Так, например, для $\alpha = 0$ в режиме «в» (или $\alpha = \pi$ в режиме «г») $K_L = 4,14$. Аналогичный коэффициент передачи обеспечивается в режиме «а» при $\alpha = 0,5\pi$ с более чем в два раза меньшей величиной $K_L = 1,97$. Приведенные выше цифры справедливы для критического режима, т. е. для коэффициента запаса $B = 1$. С ростом B не наблюдается пропорционального увеличения габаритной энергии дросселя (см. рис. 2.7, б). Это объясняется тем, что при увеличении B уменьшаются коэффициенты амплитуды и формы тока дросселя. Крутизна наклона функций $K_L = f(B)$ зависит как от режима, так и от угла регулирования α (или коэффициента передачи K_U). Так, при $K_U = 0,5 K_{U\text{max}}$ для $B > 1,5$ минимальным значением K_L обладает уже режим «б», а относительная разность в величинах K_L для режимов «а» и «д» сокращается. Поэтому рациональный выбор способа регулирования и параметров сглаживающего дросселя необходимо производить с учетом требуемого коэффициента передачи, а также влияния, оказываемого дросселем на другие элементы преобразователя.

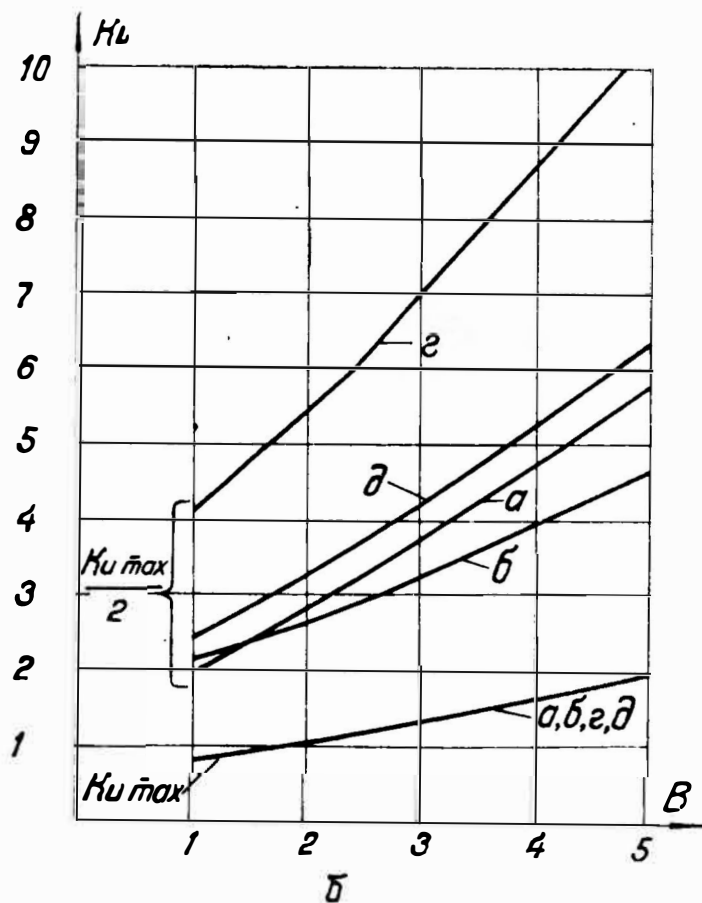
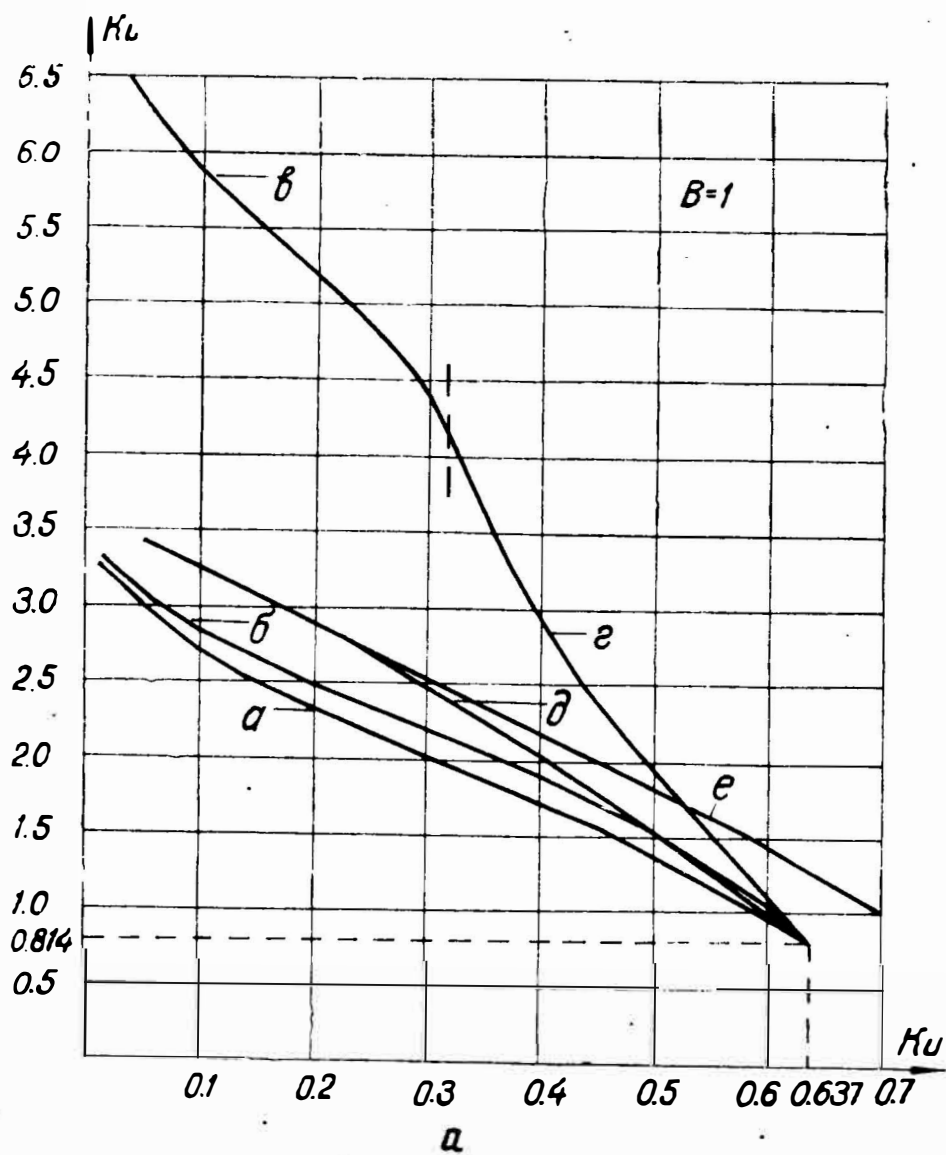


Рис. 2.7. Зависимости коэффициента расчетной мощности дросселя K_L для режимов регулирования по рис. 2.4: а — от коэффициента передачи по напряжению K_U ; б — от коэффициента запаса дросселя по индуктивности B

§ 2.3. Однофазные выпрямители на базе мостовой схемы

В бестрансформаторных выпрямителях широко используются мостовые схемы, содержащие параллельные цепи из последовательно согласованных двух вентиляей. Однофазный мост образуется четырьмя вентилями, причем для регулирования коэффициента передачи обычно два из них являются управляемыми. Если в качестве этих вентиляей включить триодные тиристоры, то схема реализует двухполупериодный режим одностороннего фазового регулирования с отстающей фазой тока (ОФП). При использовании запираемых тиристоров можно реализовать ряд режимов, среди которых наибольший интерес представляет режим симметричного двухстороннего регулирования (ДФП), обеспечивающий наиболее высокие энергетические характеристики (см. § 1.3). В связи с широкой номенклатурой выпускаемых триодных тиристоров, а также высокой надежностью устройств с естественной коммутацией вентиляей преимущественное распространение получили управляемые выпрямители на этих приборах, в частности мостовая схема, показанная на рис. 2.8, а. На каждой из полуволн входного напряжения поочередно подаются запускающие импульсы на тиристоры V_1, V_3 . Ток дросселя при углах $0 < \vartheta < \alpha; (\pi + \alpha) < \vartheta < 2\pi$ (рис. 2.8, б) замыкается через питающую сеть, а при углах $0 < \vartheta < \alpha; \pi < \vartheta < (\pi + \alpha)$ — минуя сеть через последовательно соединенные тиристор и диод, либо через специально включенный нулевой вентиль V_0 («обратный» вентиль, вентиль «обратного тока»). Включение V_0 позволяет несколько снизить суммарные потери в коммутирующих приборах, так как ток дросселя при углах $0 < \vartheta < \alpha$ и т. д. вместо двух замыкается через один вентиль. Отметим, что процессы в выпрямителе не изменяются, если управляемыми являются $V_1, V_2 (V_3, V_4)$ или V_2, V_4 . Предпочтение отдается изображенному включению из-за некоторого упрощения системы управления (имеется общая точка выходных цепей формирователей запускающих импульсов).

В схеме по рис. 2.8, в вентили V_1, V_3 являются запираемыми (двухоперационными). Если на каждой полуволне входного напряжения (см. рис. 2.8, г) один из тиристоров (с положительным напряжением на его ано-

тока через два прибора) и динамические (из-за повышенного числа коммутаций) потери, целесообразно использовать V_0 . Рассмотренный режим регулирования можно обеспечить, если мост выполнить из неуправляемых вентилях и последовательно с ним включить транзистор. Такой вариант обозначен на рис. 2,8, в пунктиром (V_1', V_3', VT). При этом V_0 является обязательным элементом устройства и схема фактически представляет собой последовательно соединенные неуправляемый мост и транзисторный импульсный регулятор напряжения. Транзистор поддерживается в насыщенном состоянии на каждом из полупериодов $U_{вх}$ при углах $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$. Недостатком данного решения является то, что в цепи тока, потребляемого от сети, наряду с двумя диодами включен транзистор, что, естественно, отражается на суммарных потерях. В дальнейшем будем предполагать, что V_1, V_3 — двухоперационные тиристоры и в схеме имеется V_0 . Следует отметить, что принудительное прерывание тока сети может сопровождаться значительными выбросами входного напряжения, обусловленными энергией, накопленной в индуктивности сетевого контура. Простейшим способом устранения выбросов является включение демпфирующего конденсатора параллельно входным зажимам моста. При анализе рассмотренных режимов регулирования мостовой схемы с целью сокращения записи будем в дальнейшем обозначать их индексами ОР, ДР (опустив из принятой в § 1.3 аббревиатуры буквы Ф, П). Форма напряжения на дросселе в режиме ОР соответствует изображенной на рис. 2.4, а, а в режиме ДР — на рис. 2.4, д. Поэтому токи дросселей описываются выражением (2.2) с учетом соответствующих функций F_{iL} , приведенных в табл. 2.1. Из материала предыдущего параграфа следует, что коэффициент габаритной энергии сглаживающего дросселя при двухстороннем регулировании несколько превышает аналогичный параметр схемы с односторонним регулированием (см. рис. 2.7). Для полного представления о данных схемах необходимо проанализировать ход зависимостей $K_{пл}^*$, K_C , K_V , $\chi = f(K_U)$. Коэффициент передачи по напряжению

$$K_{UОР} = \frac{1 + \cos \alpha}{\pi} ; K_{UДР} = \frac{2 \cos \alpha}{\pi} .$$

Относительная величина коэффициента пульсаций может быть определена по выражению (2.10) при известных углах β_1 и β_2 . В режиме двухстороннего регулирования $\beta_1 = 0$; $\beta_2 = \pi/2$ (см. рис. 2.8, з). Подставляя в (2.10) данные углы и соответствующие функции F_{iL} из табл. 2.1, имеем

$$K_{\text{пл.др}}^* = -\frac{1}{2} \left[\int_0^\alpha -\vartheta d\vartheta + \int_\alpha^{\pi/2} \left(\frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{\cos \vartheta}{K_U} \right) d\vartheta \right] =$$

$$= \frac{\pi}{4} \left(\frac{1 - \sin \alpha}{\cos \alpha} - \frac{\pi}{4} + \alpha \right). \quad (2.21)$$

Перед интегралом поставлен минус, т. к. в диапазоне углов $\beta_1 < \vartheta < \beta_2$ фильтровой конденсатор разряжается, т. е. имеет отрицательное приращение напряжения. Для одностороннего регулирования угол β_2 (см. рис. 2.8, б) не выражается в явном виде, поэтому по данной методике не удастся получить аналитическое выражение для $K_{\text{пл}}^*$. Известно уравнение для расчета коэффициента пульсаций по первой гармонике выпрямленного напряжения [28]

$$K_{\text{пл.1 ОР}}^* = \omega^2 LC \frac{U_{\text{н.1.m}}}{U_{\text{н}}} \approx \frac{1}{6} \sqrt{1 + 4(1 - \cos \alpha)}, \quad (2.22)$$

где $U_{\text{н.1.m}}$ — амплитуда первой гармоники выходного напряжения.

Можно определить $K_{\text{пл}}^*$ численно с использованием равенства

$$K_{\text{пл}}^* = 0,5 (F_{UC \text{ max}} - F_{UC \text{ min}}), \quad (2.23)$$

где

$$F_{UC} = \int_0^\vartheta F_{iL} d\vartheta =$$

$$= \begin{cases} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{d + \cos \alpha}{K_U} \right) \vartheta - \frac{\vartheta^2}{2} & \text{при } 0 \leq \vartheta \leq \alpha; \\ \frac{\pi d - \sin \vartheta}{K_U} + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{d}{K_U} \right) \vartheta - \frac{\vartheta^2}{2} & \text{при } \alpha \leq \vartheta \leq \pi. \end{cases}$$

Зависимости $K_{\text{пл}}^* = f(\alpha, K_U)$, рассчитанные по приведенным выше уравнениям, представлены на рис. 2.9. Из сравнения графиков для $K_{\text{пл}}^*$ и $K_{\text{пл.1}}^*$ для режима ОР (см. рис. 2.9, а) следует, что при углах регулирова-

ния $\alpha < 0,6\pi$ их значения совпадают с высокой степенью точности, При $\alpha > 0,6\pi$ отличие коэффициентов возрастает и для $\alpha = 0,9\pi$ достигает 14%. Для двухстороннего регулирования характерен более высокий коэффициент пульсаций, чем для одностороннего (см. рис. 2.9, б). Это объясняется тем, что при одинаковом коэффициенте передачи в режиме ДР время потребления энергии от питающей сети меньше, поэтому в течение более длительного интервала напряжение на нагрузке поддерживается только за счет фильтра. Коэффициенты расчетной мощности фильтровой конденсаторной батареи определяются выражениями (2.11), (2.12). На рис. 2.10 показаны зависимости $K_{C\varepsilon 0}$, $K_{Ci0} = f(K_U)$, рассчитанные с использованием полученных ранее значений для $K_{пл}^*$, $X_{Lкр}^*$, $F_{Lф}$. Здесь

$$K_{C\varepsilon 0} = K_{C\varepsilon} \cdot B \cdot K_{пл} = \frac{K_{пл}^*}{X_{Lкр}^*}; \quad K_{Ci0} = K_{Ci} B^2 / R_c^* = F_{Lф}. \quad (2.24)$$

Необходимую величину емкости фильтра, а также ее эффективный ток можно определить по выражениям:

$$C = \frac{K_{пл}^*}{\omega^2 L} = \frac{K_{пл}^*}{\omega B X_{Lкр}^* \cdot R_H} = \frac{K_{C\varepsilon 0}}{\omega B R_H}; \quad (2.25)$$

$$I_{сл} = \frac{I_H \sqrt{K_{Ci0}}}{B}. \quad (2.26)$$

Из представленных графиков следует, что для обеспечения одинаковых пульсаций при равных коэффициентах запаса сглаживающих дросселей в режиме ДР требуется большая величина емкости, причем конденсаторы фильтра нагружаются большим эффективным током, чем в режиме ОР. Учитывая, что в режиме ОР при $K_U < 0,5$ коэффициент $K_{C\varepsilon 0}$ изменяется незначительно, для расчета емкости можно пользоваться приближенным равенством

$$C \simeq 0,375 / \omega B R_H.$$

Суммарный коэффициент расчетной мощности неуправляемых вентилях (с учетом V_0) не зависит от режима регулирования и в соответствии с (2.18) определяется равенством

$$K_{Vн\Sigma} = \frac{\Delta U_{0Vн}}{K_U} + R_d^*. \quad (2.27)$$

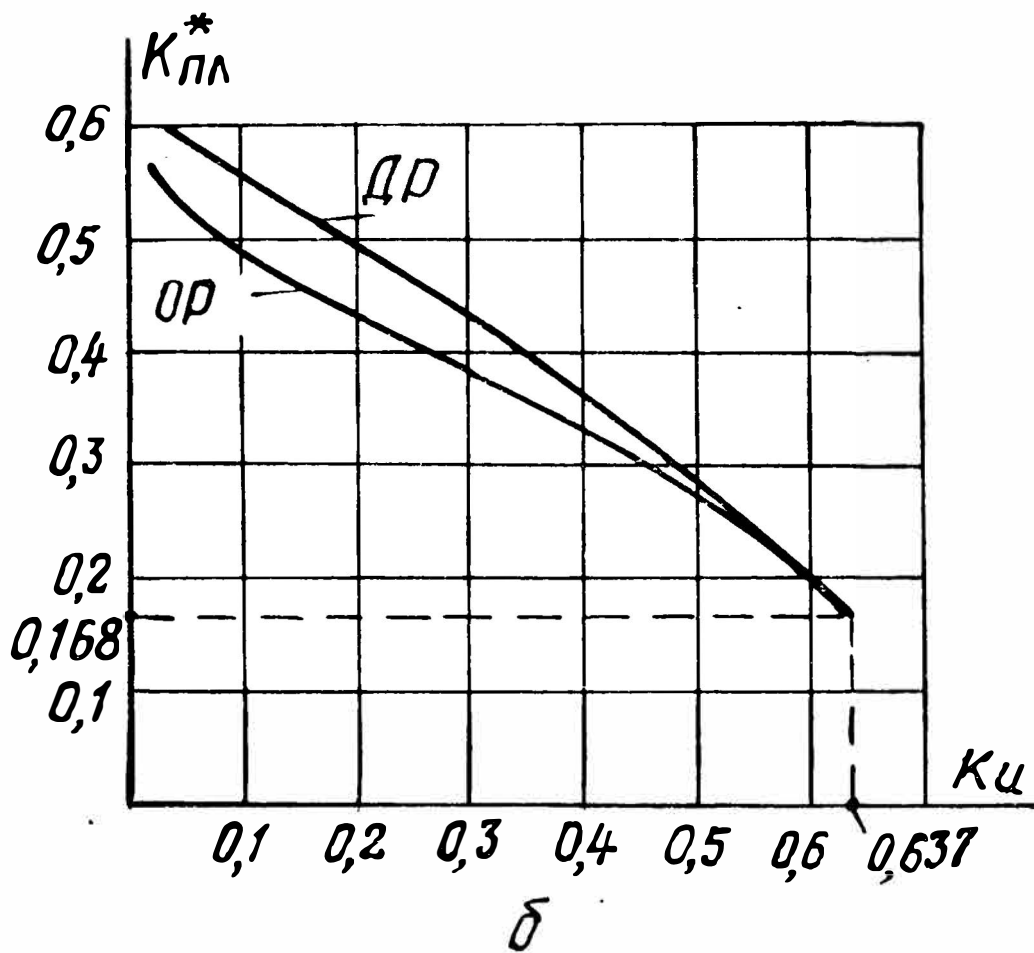
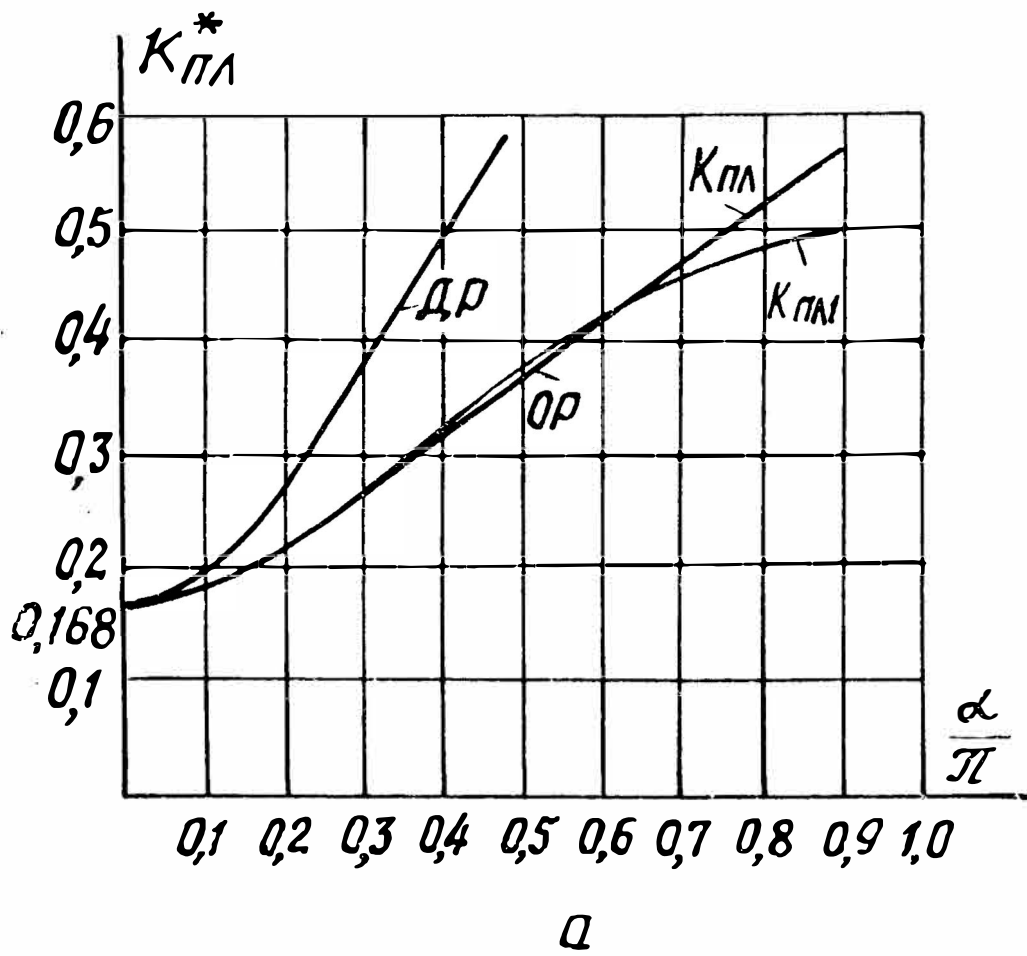


Рис. 2.9. Зависимости коэффициента пульсаций $K_{пл}^*$ для выпрямителей с односторонним (ОР) и двухсторонним (ДР) фазовым регулированием: а — от угла регулирования α ; б — от коэффициента передачи по напряжению K_u

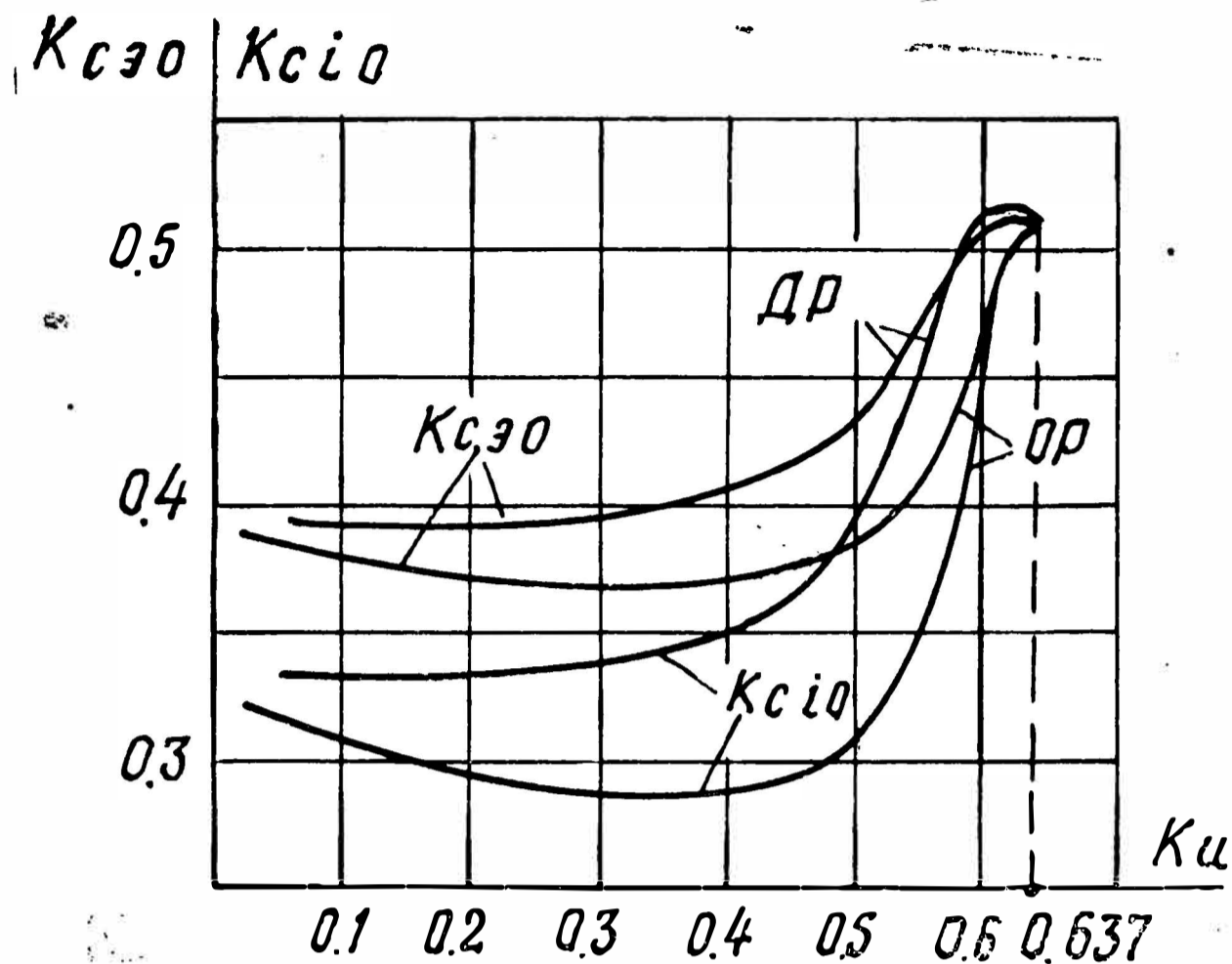


Рис. 2.10. Зависимости коэффициентов расчетной мощности конденсаторов фильтра от коэффициента передачи по напряжению для схем по рис. 2.8

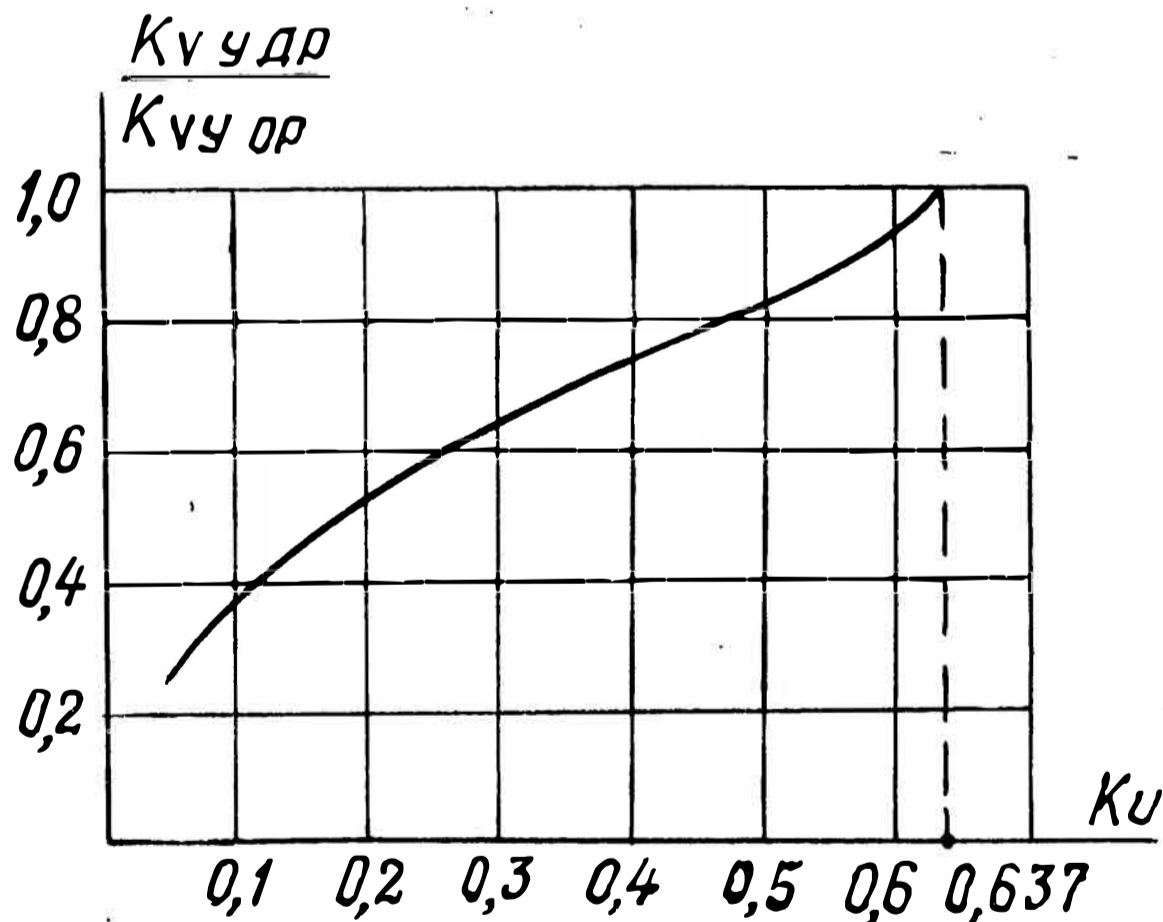


Рис. 2.11. Зависимость отношения коэффициентов расчетных мощностей управляемых вентилях схем по рис. 2.8 от коэффициента передачи по напряжению

Для управляемых вентилях в режиме ОР

$$K_{Vy\Omega} = \left[1 - \frac{1}{\pi} \arccos(\pi K_U - 1) \right] \left(\frac{\Delta U_{0Vy}^*}{K_U} + R_d^* \right), \quad (2.28)$$

а в режиме ДР

$$K_{Vy\Omega} = \left[1 - \frac{2}{\pi} \arccos\left(\frac{\pi K_U}{2}\right) \right] \left(\frac{\Delta U_{0Vy}^*}{K_U} + R_d^* \right). \quad (2.29)$$

Если предположить, что тиристоры с неполным и полным управлением обладают одинаковыми значениями ΔU_0^* и R_d^* , то отношение

$$\frac{K_{Vy\text{ДР}}}{K_{Vy\text{ОР}}} = \frac{\pi - 2 \arccos(\pi K_U/2)}{\pi - \arccos(\pi K_U - 1)}.$$

На рис. 2.11 показана зависимость данного отношения от K_U . Видно, что в режиме ДР управляемые вентили менее нагружены, чем в режиме ОР, причем данное свойство существенно проявляется при небольших коэффициентах передачи.

Подставляя в (2.16) $\vartheta_{н.вх} = \pi$, а также $\vartheta_1 = \alpha$; $\vartheta_2 = \pi$, для режима ОР, и $\vartheta_1 = \alpha$; $\vartheta_2 = \pi - \alpha$, для режима ДР, с учетом (2.15) и данных табл. 2.1, получим следующие выражения для коэффициентов мощности:

$$\chi_{ОР} = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)}{\pi \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{F_{вх.ф1}}{B} + \frac{F_{вх.ф2}}{B^2}}}, \quad (2.30)$$

где

$$F_{вх.ф1} = \frac{2}{\pi X_{Lкр}^*} \int_{\alpha}^{\pi} F_{iL} d\vartheta; \quad F_{вх.ф2} = \frac{1}{\pi (X_{Lкр}^*)^2} \int_{\alpha}^{\pi} F_{iL}^2 d\vartheta;$$

$$F_{iL} = \frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{d + \cos \alpha}{K_U};$$

$$\chi_{ДР} = \frac{2\sqrt{2} \cos \alpha}{\pi \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi} + \frac{F_{вх.ф2}}{B^2}}}, \quad (2.31)$$

где

$$F_{вх.ф2} = \frac{1}{\pi (X_{Lкр}^*)^2} \int_{\alpha}^{\pi - \alpha} \left(\frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{\cos \vartheta}{K_U} \right) d\vartheta.$$

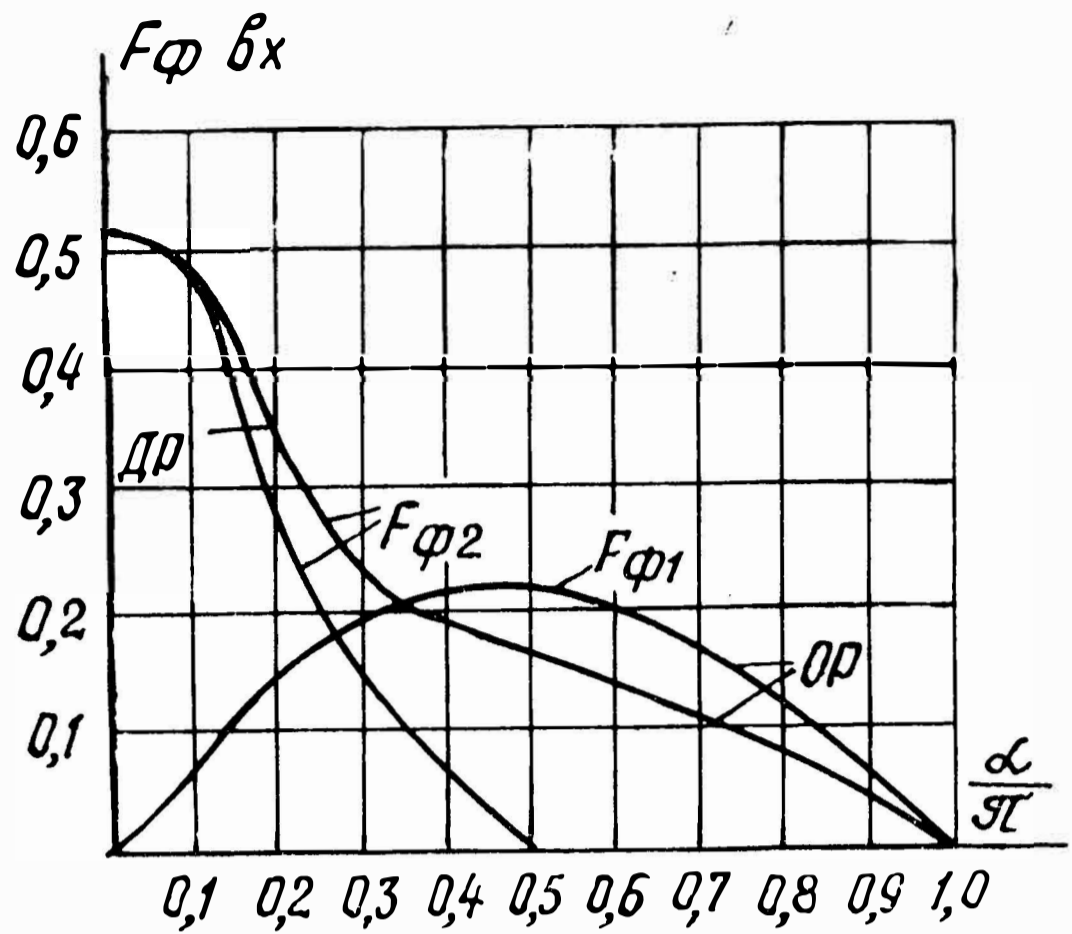


Рис. 2.12. Вспомогательные функции для расчета коэффициента мощности выпрямителей по рис. 2.8

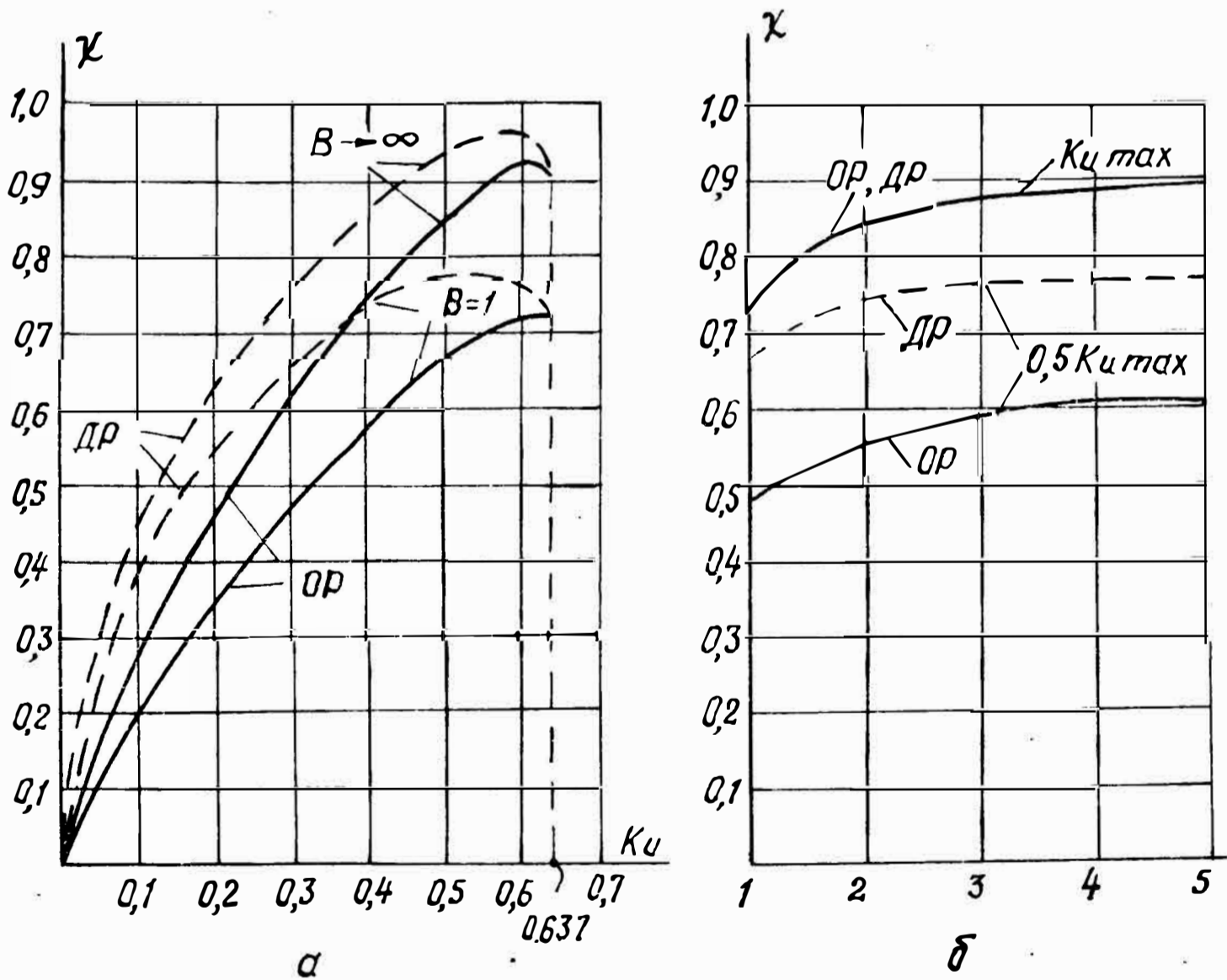


Рис. 2.13. Зависимости коэффициента мощности χ : а — от коэффициента передачи по напряжению K_u ; б — от коэффициента запыдресселя по индуктивности B

Графики функций $F_{\text{вх.ф}}$, рассчитанные по приведенным выше уравнениям с использованием данных для $X_{\text{Лкр}}^*$ (рис. 2.5, а), представлены на рис. 2.12. Используя данные функции, по выражениям (2.30) (2.31) можно определить коэффициент мощности для любых α , B . Некоторые зависимости $\chi = f(K_U, B)$ показаны на рис. 2.13. Видно, что режим ДР во всем диапазоне регулирования обеспечивает повышенный коэффициент мощности по сравнению с режимом ОР. Из графиков по рис. 2.13, б можно сделать вывод, что в управляемых мостовых выпрямителях, как и в неуправляемых, увеличение коэффициента запаса индуктивности дросселя (B) свыше трех не дает существенного роста коэффициента мощности. Сравнивая рассмотренные режимы в целом, можно отметить, что при двухстороннем регулировании возрастает коэффициент мощности и несколько снижается расчетная мощность управляемых вентилях (последнее зависит от типа используемых ключей). По расчетной мощности элементов фильтра режима ДР даже несколько уступает режиму ОР. Поэтому выбор схемы зависит от значимости того или иного параметра для конкретных условий. Так, если на входе рассматриваемых устройств включается трансформатор, то его расчетная мощность будет меньше в режиме ДР (пропорционально увеличению коэффициента мощности), что является дополнительным преимуществом схемы по рис. 2.8, г.

§ 2.4. Однофазные составные выпрямители

Составными (комбинированными) называют выпрямители, представляющие собой последовательное или параллельное соединение нескольких базовых схем. В бестрансформаторных устройствах применяют параллельное соединение по входу и параллельное или последовательное соединения по выходу. Очевидно, что представляет интерес использование таких базовых схем, которые взаимно компенсируют свойственные им недостатки. Так, например, при однополупериодном регулировании сеть нагружается неравномерно. Если с помощью двух подобных звеньев обеспечить потребление энергии на противоположных полуволнах, то для сети регулирование будет восприниматься как двухполупериодное.

Аналогично, при параллельном соединении двух звеньев, в одном из которых фаза тока отстает от сетевого напряжения, а во втором — опережает его, можно обеспечить нулевой сдвиг суммарного тока. Поэтому составные выпрямители обладают рядом положительных ка-

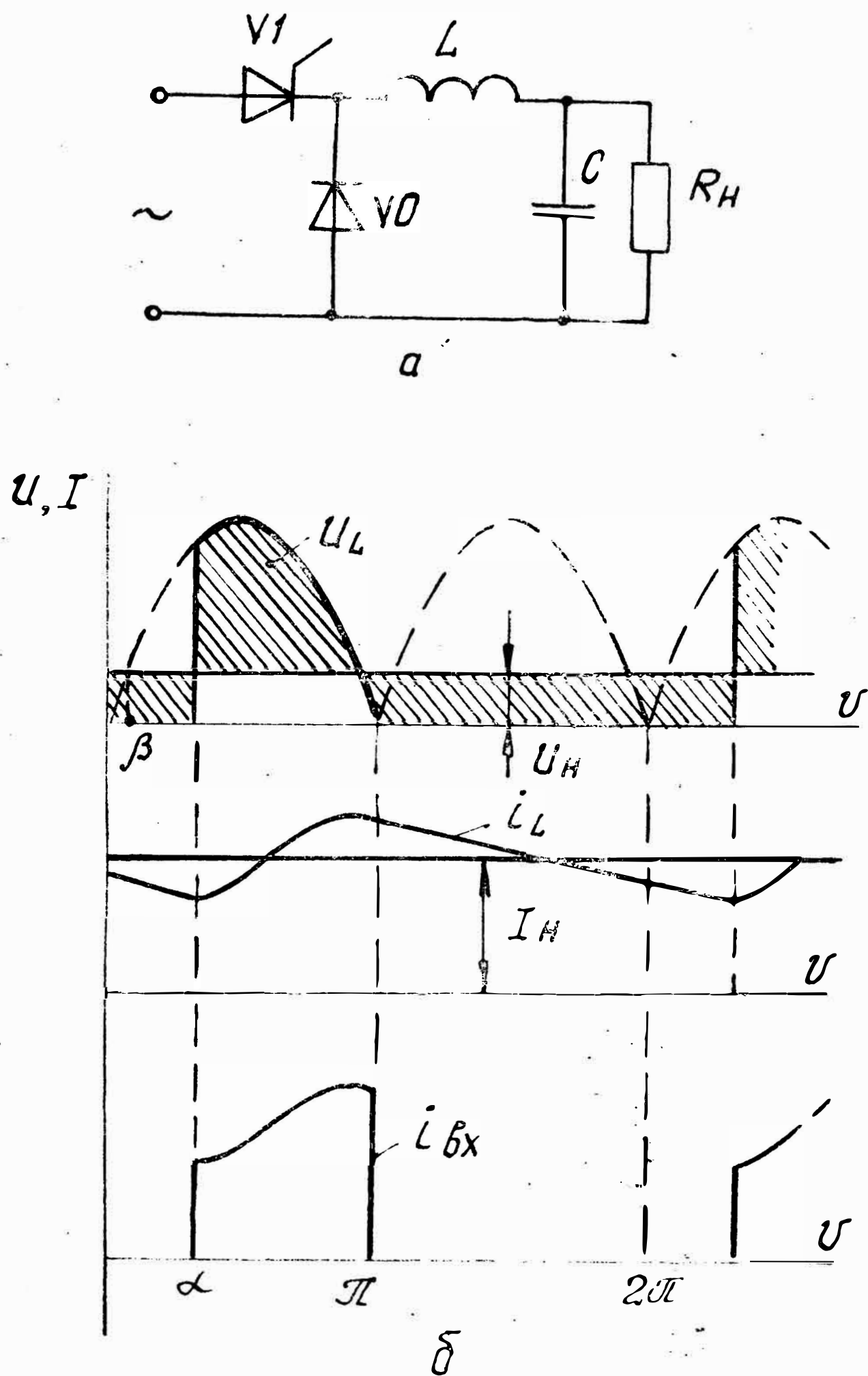
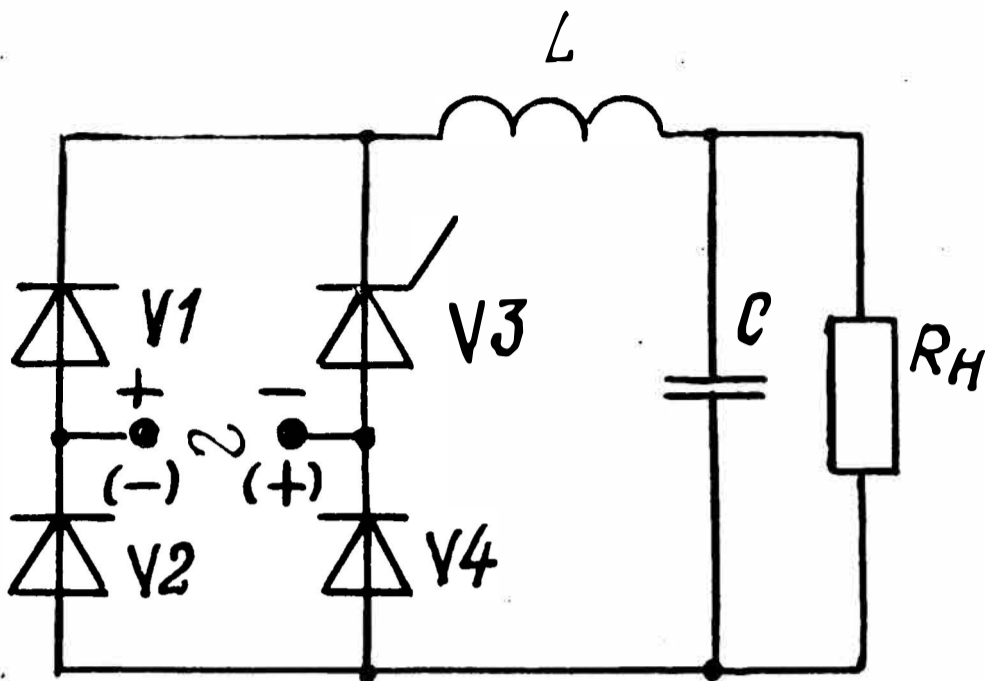
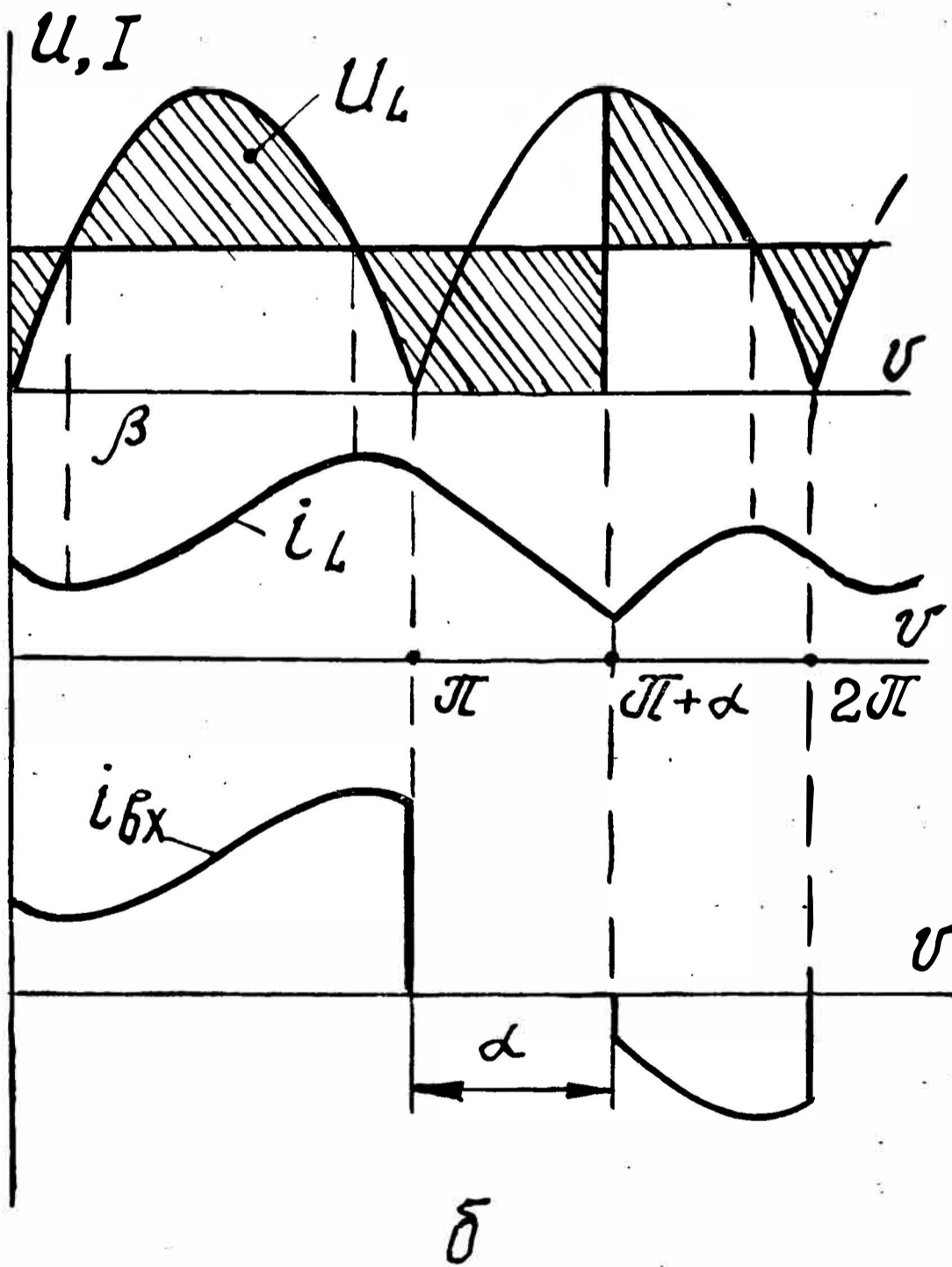


Рис. 2.14. Выпрямитель с однополупериодными выпрямлением и регулированием: а — схема; б — временные диаграммы



a



б

Рис. 2.15. Выпрямитель с двухполупериодным выпрямлением и однополупериодным регулированием: а — схема; б — временные диаграммы

ществ даже при существенных недостатках образующих их звеньев.

На рис. 2.14 показана схема однополупериодного выпрямления и регулирования. Она содержит два коммутирующих прибора — тиристор и диод. С помощью тиристора V_1 вход фильтра периодически подключается к питающей сети (на одном из полупериодов входного

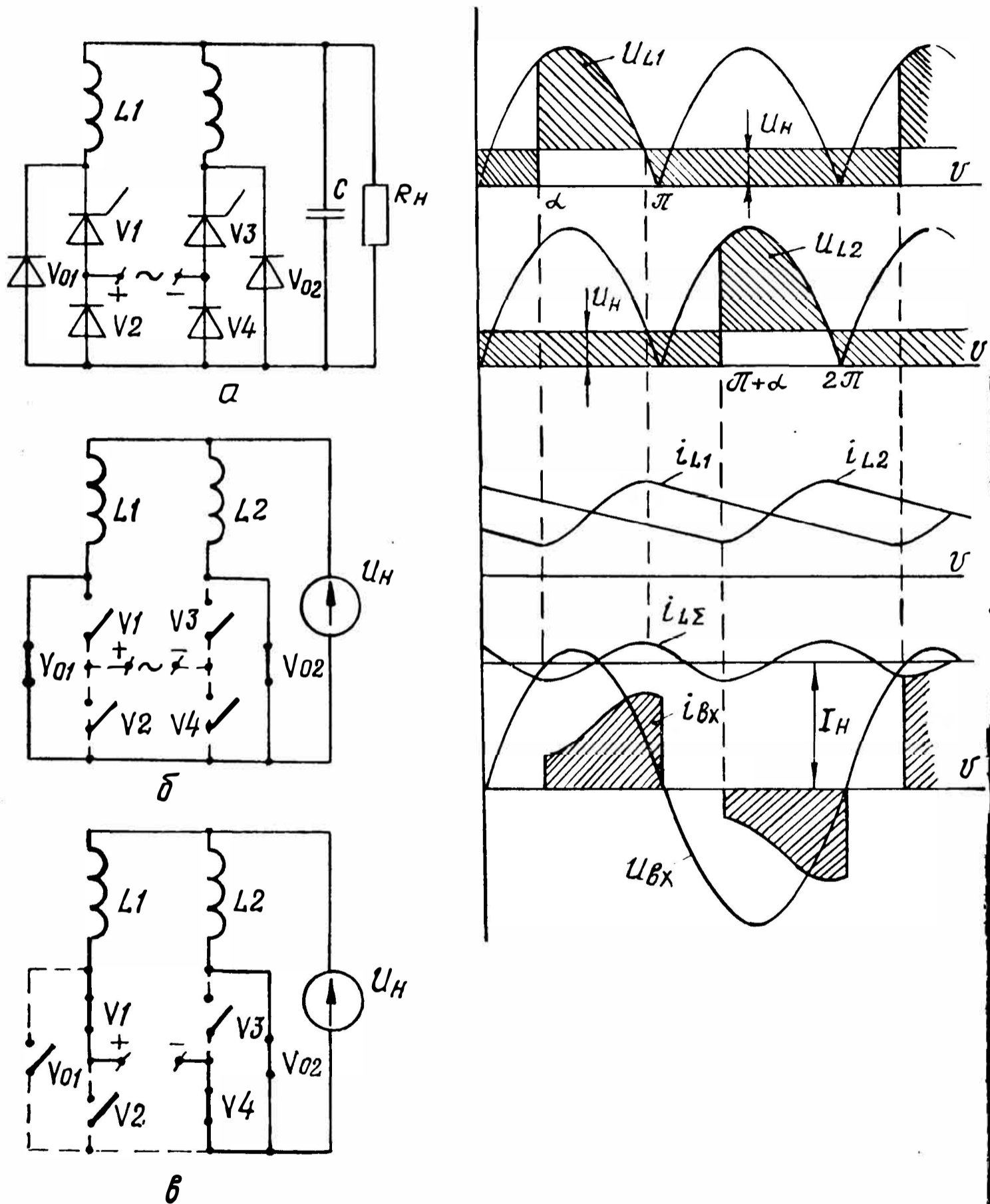


Рис. 2.16. Составной выпрямитель на базе звеньев с однополупериодными выпрямлением и регулированием: a — схема; b — эквивалентная схема на интервале $0 \leq \theta \leq \alpha$; c — эквивалентная схема на интервале $\alpha \leq \theta \leq \pi$; g — временные диаграммы

напряжения при $\alpha < \vartheta < \pi$), а через диод V_0 замыкается ток дросселя на интервале $\pi < \vartheta < (2\pi + \alpha)$. Следует отметить, что в данной схеме дроссель может работать в режиме непрерывного тока только при наличии обратного вентиля. Коэффициент передачи $K_U = (1 + \cos \alpha) / 2$. Несимметричный мостовой выпрямитель, реализующий двухполупериодное выпрямление и однополупериодное регулирование, показан на рис. 2.15. При полярности сетевого напряжения, обозначенной на рисунке без ско-

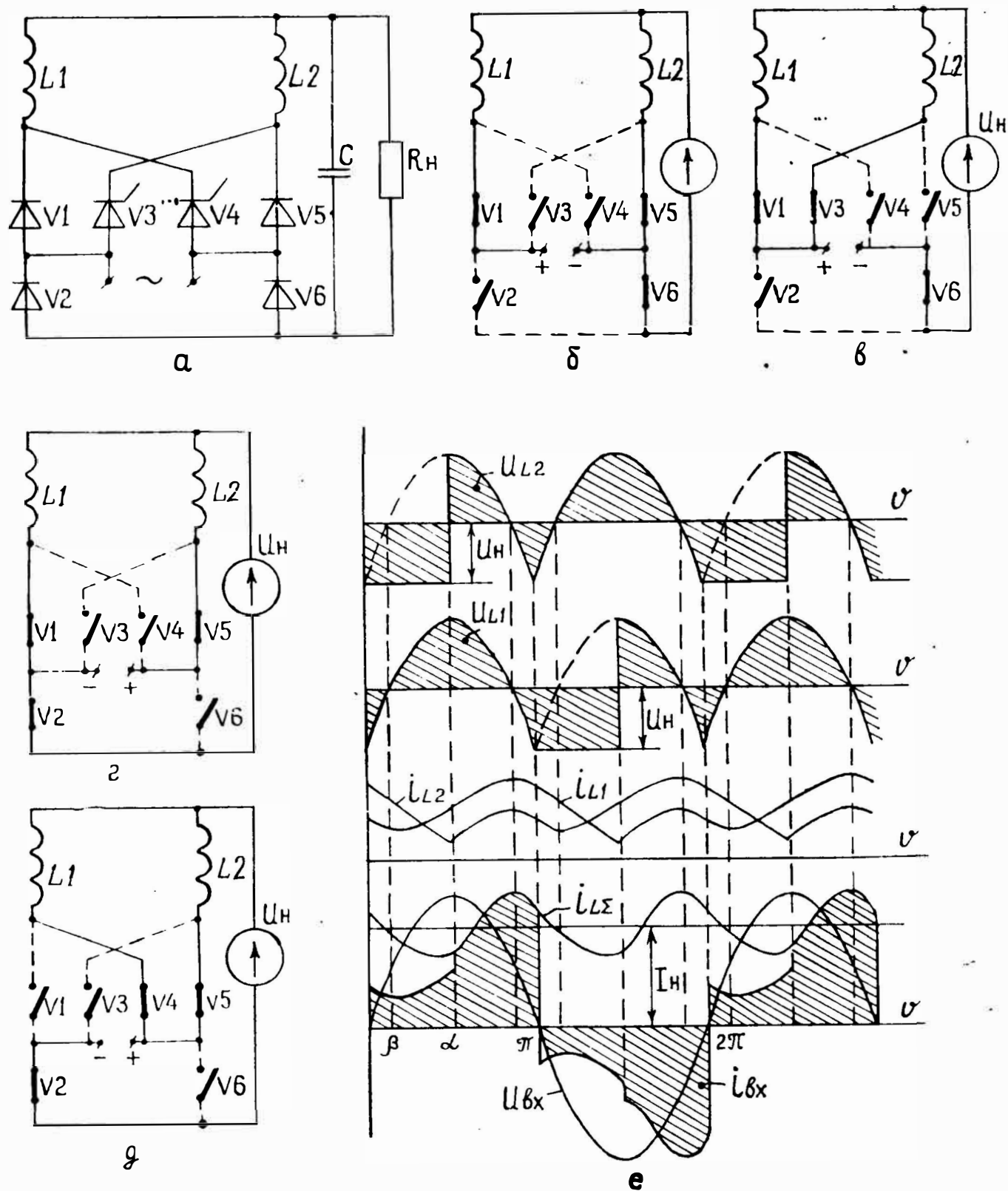


Рис. 2.17. Схема составного выпрямителя на базе звеньев с двухполупериодным выпрямлением и однополупериодным регулированием (а), временные диаграммы (е) и эквивалентные схемы: б — при $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; в — при $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$; з — при $\pi \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha)$; д — при $(\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi$

бок, ток проводят вентили V_1 и V_4 . После смены знака сетевого напряжения запирается V_4 , открывается V_2 и ток дросселя замыкается через два последовательно включенных вентиля V_1 и V_2 , минуя сеть. При угле

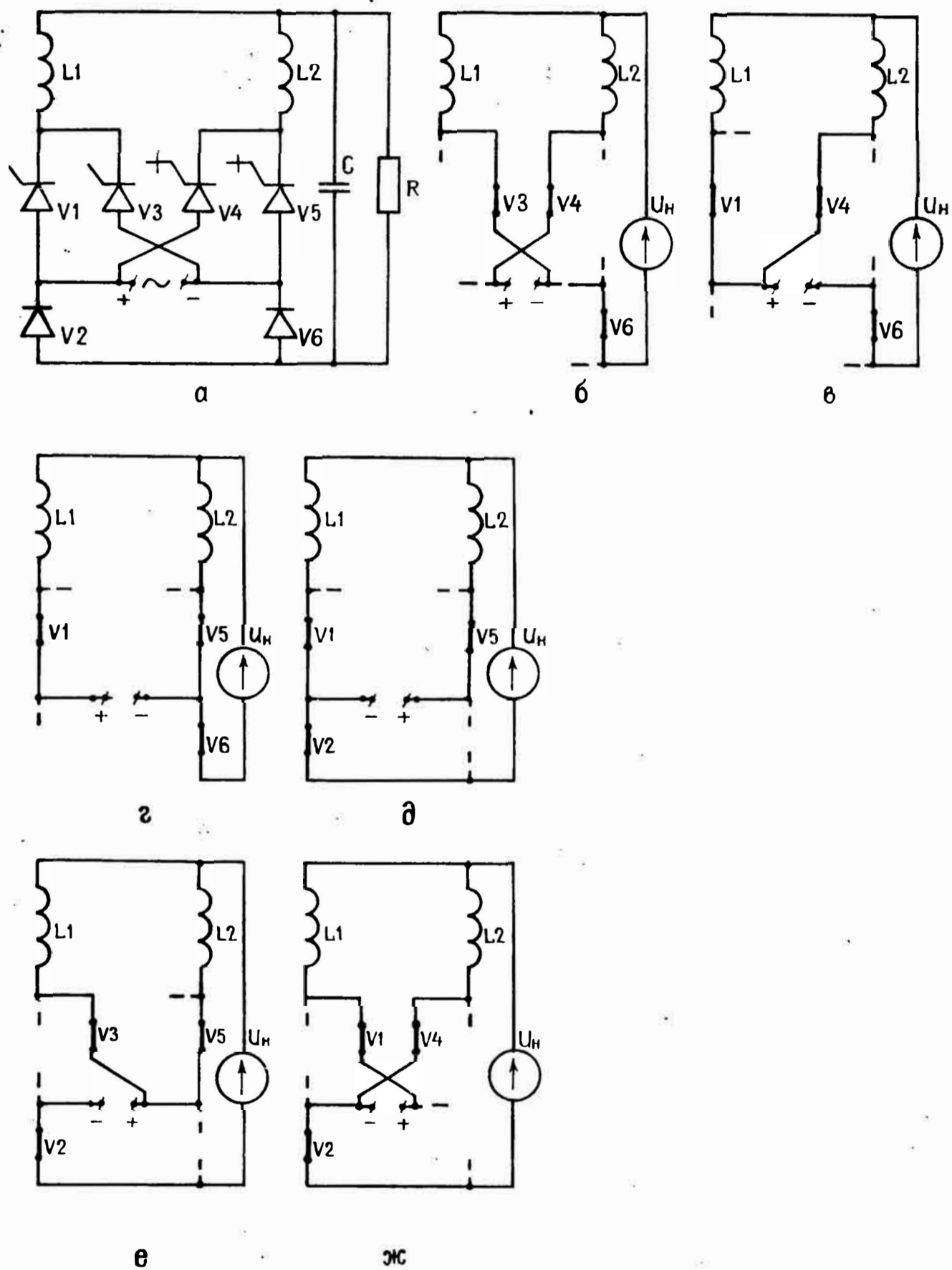


Рис. 2.18. Составной регулируемый выпрямитель на базе звеньев с отстающей и опережающей фазами входного тока: a — схема; $б-ж$ — эквивалентные схемы [$б$ — при $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; $в$ — при $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$; $г$ — при $(\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$; $д$ — при $\pi \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha)$; $е$ — при $(\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq (2\pi - \alpha)$; $ж$ — при $(2\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi$]

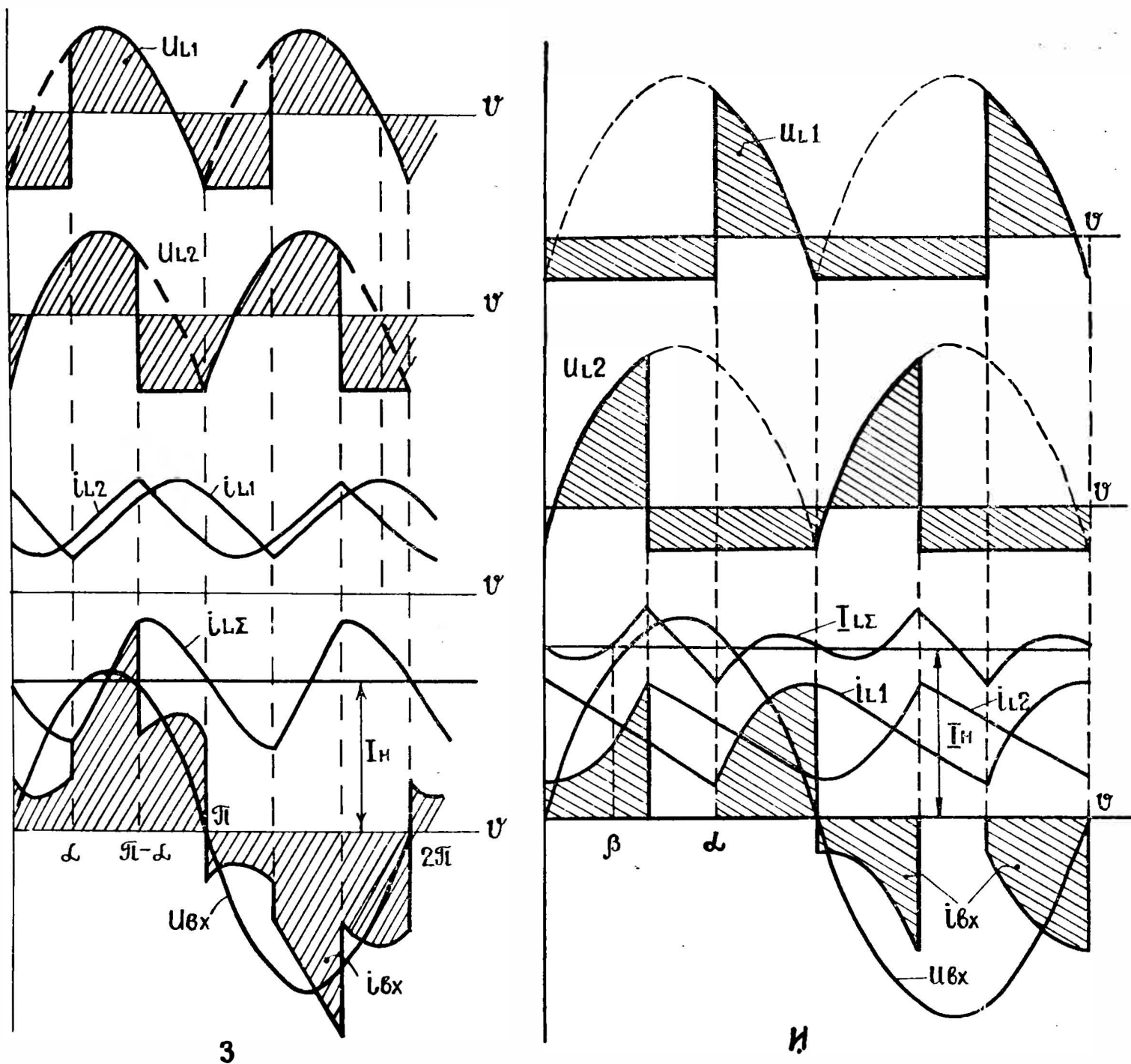


Рис. 2.18 (продолжение)
 з — временные диаграммы для $\alpha \leq \pi/2$; и — временные диаграммы для $\alpha \geq \pi/2$

$\vartheta = \pi + \alpha$ включается тиристор V_3 и до конца периода ток проводят вентили V_2, V_3 . Таким образом, одна из полуволн входного напряжения передается на вход фильтра нерегулируемой, а вторая — с фазовым регулированием.

Коэффициент передачи схемы $K_U = (3 + \cos \alpha) / 2 \pi$. Из диаграмм видно, что в описанных схемах ток питающей сети имеет нежелательную, асимметричную по полупериодам форму. На рис. 2.16 показан составной выпрямитель, образованный в результате параллельного соединения по выходу схем с однополупериодным выпрямлением и регулированием (по рис. 2.14). Объединяя схемы, для обеспечения регулирования на каждой из полуволн приходится дополнительно включать вентили V_2, V_4 . Показанный на рис. 2.17 составной выпрямитель [21] образован из базовых звеньев по рис. 2.15, причем вентили анодной группы этих звеньев объединены. Подобную конфигурацию имеет также выпрямитель, составленный из звеньев с отстающей и опережающей фазами тока (рис. 2.18). В этом устройстве неуправляемые вентили V_2, V_6 выполняют функции анодных для каждого звена, катодными вентилями первого звена являются триодные тиристоры, а второго — запираемые. Приведенные на рисунках эквивалентные схемы для различных угловых интервалов, а также временные диаграммы дают наглядное представление о принципах работы устройств. Учитывая, что в представленных составных выпрямителях объединяются точки после фильтровых дросселей, причем число дросселей равно числу соединяемых базовых устройств, их иногда называют выпрямителями с разделенными дросселями фильтра [30]. В соответствии с уровнями квантования входного тока реализуются следующие режимы регулирования: ОП — в схеме по рис. 2.16; ОЧ — в схеме по рис. 2.17; ДЧ — в схеме по рис. 2.18. При дальнейшем анализе схем будем пользоваться данными индексами. Через каждый дроссель протекает половина тока нагрузки. Для записи этого тока можно пользоваться уравнениями (2.2), (2.3), полагая, что под относительным индуктивным сопротивлением дросселя понимается величина $X_L^* = \omega L / 2 R_{II}$, а $i_L^* = 2 i_L / I_{II}$. Тогда

$$i_{L1}^* = 1 + \frac{F_{iL1}}{X_{L1}^*}; \quad i_{L2}^* = 1 + \frac{F_{iL2}}{X_{L2}^*}. \quad (2.32)$$

Отношение суммарного тока дросселей к току нагрузки

$$\frac{i_{L\Sigma}}{I_H} = 0,5(i_{L1}^* + i_{L2}^*) = 1 + \frac{F_{iL\Sigma}}{2X_L^*}, \quad (2.33)$$

где

$$X_L^* = X_{L1}^* = X_{L2}^*; F_{iL\Sigma} = F_{iL1} + F_{iL2}.$$

Уравнения для функций F_{iL} , полученные по выражению (2.3), представлены в табл. 2.2 (часть из них заимствована из табл. 2.1). При параллельном соединении n типовых звеньев не изменяются коэффициент передачи и суммарный коэффициент габаритной мощности дросселей (индуктивность каждого дросселя возрастает, а ток уменьшается в n раз). Поэтому в соответствии с данными § 2.2 габаритная мощность дросселей максимальна в схеме по рис. 2.16, и минимальна в схеме по рис. 2.18.

Относительный ток конденсатора фильтра

$$i_C^* = \frac{i_C}{I_H} = \frac{i_{L\Sigma}}{I_H} - 1 = \frac{F_{iL\Sigma}}{2X_L^*}.$$

Коэффициент пульсаций

$$K_{пл}^* = \frac{\Delta U_C}{2U_H} = \frac{1}{2\omega C R_H} \int_{\beta_1}^{\beta_2} i_C^* \cdot d\vartheta = \frac{1}{2} \int_{\beta_1}^{\beta_2} F_{iL\Sigma} \cdot d\vartheta, \quad (2.34)$$

где β_1, β_2 — углы перехода через нуль функции $F_{iL\Sigma}$ (т. е. углы, при которых $i_{L\Sigma} = I_H$).

В составном выпрямителе по рис. 2.18 суммарный ток дросселей равен току нагрузки при углах $0, \pi/2, \pi$ и т. д. (см. рис. 2.18, з). Подставляя в последнее выражение $\beta_1 = 0, \beta_2 = \pi/2$ и соответствующую функцию $F_{iL\Sigma}$ из табл. 2.2, получим

$$K_{пл.дч}^* (\alpha < \pi/2) = \frac{\pi}{2} \left(\alpha - \frac{\pi}{4} - \frac{\alpha + \sin \alpha - 2}{1 + \cos \alpha} \right). \quad (2.35)$$

При $\alpha > \pi/2$ в данной схеме, а также для всего диапазона α в схемах по рис. 2.16, 2.17 выразить углы $\beta_{1,2}$ в явном виде не удастся. Результаты численного расчета $K_{пл}^*$ представлены на рис. 2.19. Видно, что в зависимостях $K_{пл}^* = f(\alpha)$ для режимов ОЧ, ДЧ имеется падающий участок и минимум. Это объясняется тем, что за счет фазового сдвига между переменными составляющими тока дросселей i_L — аналогичная составляющая суммарного тока уменьшается, причем ее амплитуда может быть существенно меньше амплитуды

Схема, индекс режима, коэф. передачи	Коэффициенты переменных составляющих тока		
	Первого дросселя F_{iL1}	Второго дросселя F_{iL2}	Двух дросселей $F_{iL\Sigma}$
<p>Рис. 2.16</p> <p>ОП</p> $K_U = \frac{1 + \cos \alpha}{2\pi}$	$-\vartheta - d_1, 0 \leq \vartheta \leq \alpha;$ $-\vartheta - d_1 + \frac{\cos \alpha - \cos \vartheta}{K_U},$ $\alpha \leq \vartheta \leq \pi;$ $-\vartheta - d_1 + 2\pi, \pi \leq \vartheta \leq 2\pi$	$\pi - \vartheta - d_1, 0 \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha);$ $\pi - \vartheta - d_1 + \frac{\cos \alpha + \cos \vartheta}{K_U},$ $(\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi,$ <p>где</p> $d_1 = \frac{\sin \alpha + (\pi - \alpha) \cos \alpha}{1 + \cos \alpha}$	$\pi - 2\vartheta - 2d_1, 0 \leq \vartheta \leq \alpha;$ $\pi - 2\vartheta - 2d_1 + \frac{\cos \alpha - \cos \vartheta}{K_U},$ $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$
<p>Рис. 2.17</p> <p>ОЧ</p> $K_U = \frac{3 + \cos \alpha}{2\pi}$	$d_1 - \vartheta + \frac{1 - \cos \vartheta}{K_U},$ $0 \leq \vartheta \leq \pi;$ $d_1 - \vartheta + \frac{2}{K_U}, \pi \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha);$ $d_1 - \vartheta + \frac{2 + \cos \alpha + \cos \vartheta}{K_U},$ $(\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi,$ <p>где</p> $d_1 = \frac{\alpha \cos \alpha - \sin \alpha}{3 + \cos \alpha}$	$d_2 - \vartheta, 0 \leq \vartheta \leq \alpha;$ $d_2 - \vartheta + \frac{\cos \alpha - \cos \vartheta}{K_U},$ $\alpha \leq \vartheta \leq \pi;$ $d_2 - \vartheta + \frac{2 + \cos \alpha + \cos \vartheta}{K_U},$ $\pi \leq \vartheta \leq 2\pi,$ <p>где</p> $d_2 = \frac{\pi - \sin \alpha - (\pi - \alpha) \cos \alpha}{3 + \cos \alpha}$	$d_3 - 2\vartheta + \frac{1 - \cos \vartheta}{K_U},$ $0 \leq \vartheta \leq \alpha;$ $d_3 - 2\vartheta + \frac{1 + \cos \alpha - \cos \vartheta}{K_U},$ $\alpha \leq \vartheta \leq \pi,$ <p>где</p> $d_3 = \frac{\pi - 2 \sin \alpha - (\pi - 2\alpha) \cos \alpha}{3 + \cos \alpha}$

Схема, индекс режима, коэф. передачи	Коэффициенты переменных составляющих тока		
	Первого дросселя F_{iL1}	Второго дросселя F_{iL2}	Двух дросселей $F_{iL\Sigma}$
Рис. 2.18 ДЧ	$\frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{d + \cos \alpha}{K_U}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \alpha;$ $\frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{d + \cos \vartheta}{K_U}, \quad \alpha \leq \vartheta \leq \pi,$	$\frac{\pi}{2} - \vartheta + \frac{d - \cos \vartheta}{K_U}, \quad 0 \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha);$ $\frac{\pi}{2} - \vartheta + \frac{d + \cos \alpha}{K_U}, \quad (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$	<p>Для $\alpha < \pi/2$:</p> $\pi - 2\vartheta - \frac{\cos \alpha + \cos \vartheta}{K_U}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \alpha;$ $\pi - 2\vartheta - \frac{2 \cos \vartheta}{K_U}, \quad \alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha);$ $\pi - 2\vartheta + \frac{\cos \alpha - \cos \vartheta}{K_U}, \quad (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi;$ <p>для $\alpha > \pi/2$:</p> $\pi - 2\vartheta - \frac{\cos \alpha + \cos \vartheta}{K_U}, \quad 0 \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha);$ $\pi - 2\vartheta, \quad (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi;$ $\pi - 2\vartheta + \frac{\cos \alpha - \cos \vartheta}{K_U}, \quad \alpha \leq \vartheta \leq \pi$
$K_U = \frac{1 + \cos \alpha}{\pi}$	<p>где</p> $d = \frac{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha}{\pi}$		

$i_L \sim$ (см., например, рис. 2.18, *и*). Очевидно, что есть оптимальный в этом плане сдвиг ($\sim 0,6 \pi$ для режима ДЧ и $0,75 \pi$ для режима ОЧ).

На рис. 2.19, *б* пунктиром показана зависимость $K_{пл}^* = f(K_U)$ для классической мостовой схемы на триодных тиристорах (предполагается, что в ней параллельно включены два дросселя с индуктивностями L). Видно, что в составных выпрямителях $K_{пл}^*$ существенно меньше, что позволяет пропорционально уменьшить требуемую емкость фильтра. Особого внимания заслуживает режим ДЧ. Если режимам ОП и ОЧ характерна увеличенная габаритная мощность дросселей, то в режиме ДЧ суммарная габаритная мощность двух дросселей практически равна мощности дросселя мостовой схемы, а $K_{пл}^*$ значительно ниже. Так, для диапазона $K_U = 0,08 - 0,637$ максимум $K_{пл}^*$ в режиме ДЧ составляет $\sim 0,5$, а в режиме ОР (классическая схема) — 1.

В схеме по рис. 2.16 через каждый клапан на соответствующих интервалах протекает ток одного из дросселей, т. е. если пренебречь пульсациями — половина тока нагрузки. Аналогичный ток замыкается через клапаны V_1, V_3, V_4, V_5 схем по рис. 2.17, 2.18. Клапаны же V_2, V_6 данных схем нагружены суммарным током дросселей, т. е. током нагрузки. При $i_V = I_H/2$ выражение для коэффициента расчетной мощности клапана (2.18) преобразуется к виду

$$K_V = \frac{\Delta \vartheta_V}{4\pi} \left(\frac{\Delta U_0^*}{K_U} + \frac{R_{дл}^*}{2} \right). \quad (2.36)$$

В соответствии с (2.18), (2.36) и с учетом приведенных временных диаграмм суммарный коэффициент расчетной мощности неуправляемых клапанов

$$K_{V_{н\sigma}} = \begin{cases} \frac{\Delta U_{0V_H}^*}{K_U} + \frac{R_{длV_H}^*}{2} & \text{— для схемы по рис. 2.16;} \\ \frac{1}{2} \left[\left(3 + \frac{\alpha}{\pi} \right) \frac{\Delta U_{0V_H}^*}{K_U} + \left(5 + \frac{\alpha}{\pi} \right) \frac{R_{длV_H}^*}{2} \right] & \text{— для схемы по} \\ & \text{рис. 2.17;} \\ \frac{\Delta U_{0V_H}^*}{K_U} + R_{длV_H}^* & \text{— для схемы по рис. 2.18,} \end{cases} \quad (2.37)$$

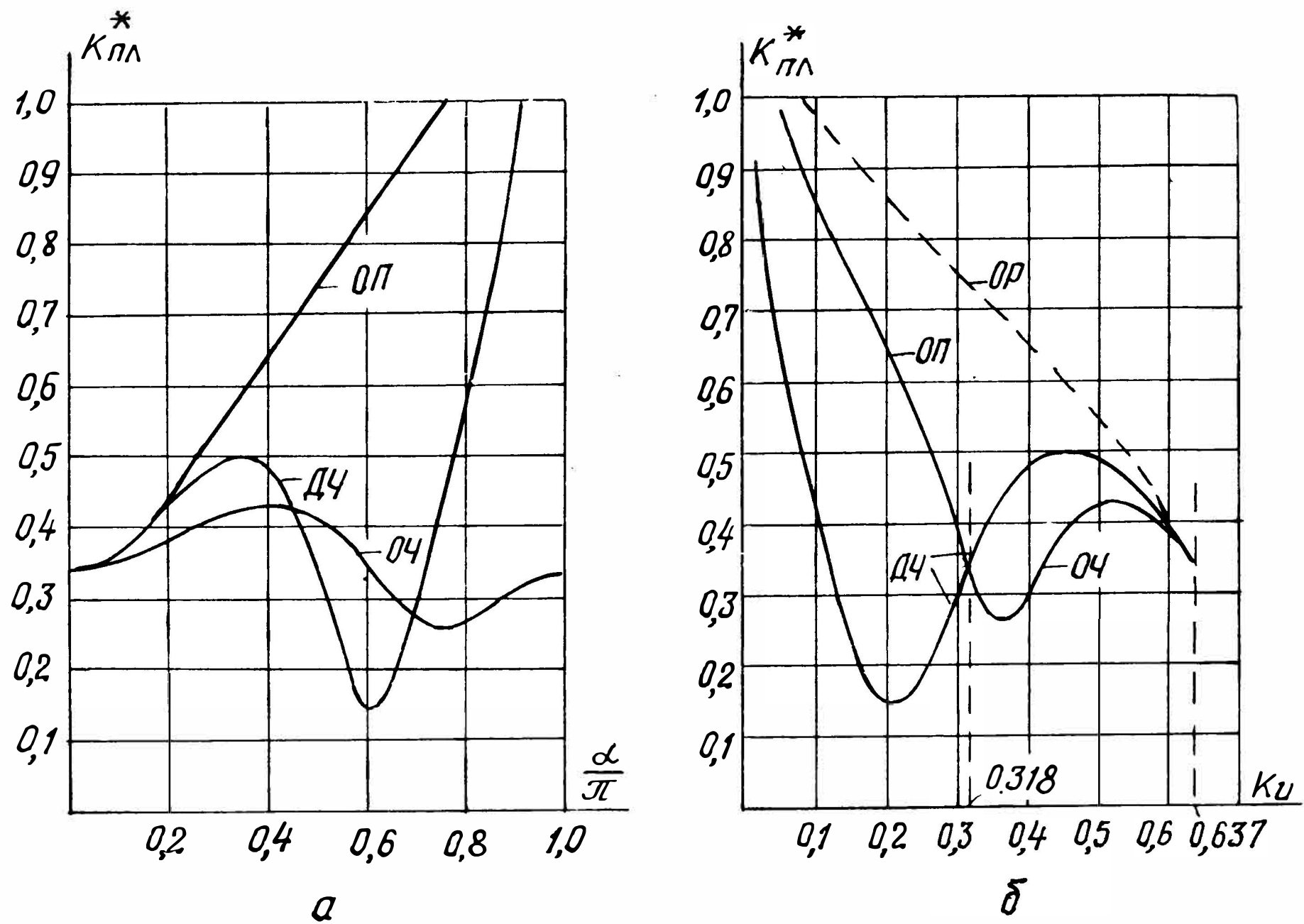


Рис. 2.19. Зависимости коэффициента пульсаций $K_{пл}^*$ от угла регулирования α (а) и от коэффициента передачи по напряжению K_U (б) для составных выпрямителей

а управляемых

$$K_{V_{y2}} = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) \left(\frac{\Delta U_{0V_y}^*}{K_U} + \frac{R_{лV_y}^*}{2} \right) - \text{для схем по рис.} \\ 2.16, 2.17; \\ \frac{\Delta U_{0V_y}^*}{K_U} + \frac{R_{лV_y}^*}{2} - \text{для схемы по рис. 2.18.} \end{cases} \quad (2.38)$$

Следует отметить, что в данных уравнениях α и K_U связаны между собой зависимостями:

$$\alpha = \arccos \begin{cases} (2\pi \cdot K_U - 1) - \text{для режима ОП (рис. 2.16);} \\ (2\pi \cdot K_U - 3) - \text{для режима ОЧ (рис. 2.17);} \\ (\pi \cdot K_U - 1) - \text{для режима ДЧ (рис. 2.18).} \end{cases}$$

Сравнительный анализ показывает, что при одинаковом коэффициенте передачи неуправляемые вентили схемы по рис. 2.18 нагружены аналогично, схемы по рис. 2.16 меньше, а схемы по рис. 2.17 больше, чем соответствующие вентили классического мостового выпрямителя (рис. 2.8, а). Коэффициенты расчетных мощностей управляемых вентилях в схемах по рис. 2.16, 2.17 меньше, а в схеме по рис. 2.18 больше, чем в мостовой. Некоторое увеличение расчетной мощности неуправляемых вентилях схемы по рис. 2.17 и управляемых вентилях схемы по рис. 2.18 объясняется отсутствием в данных устройствах специально включенных «нулевых» вен-

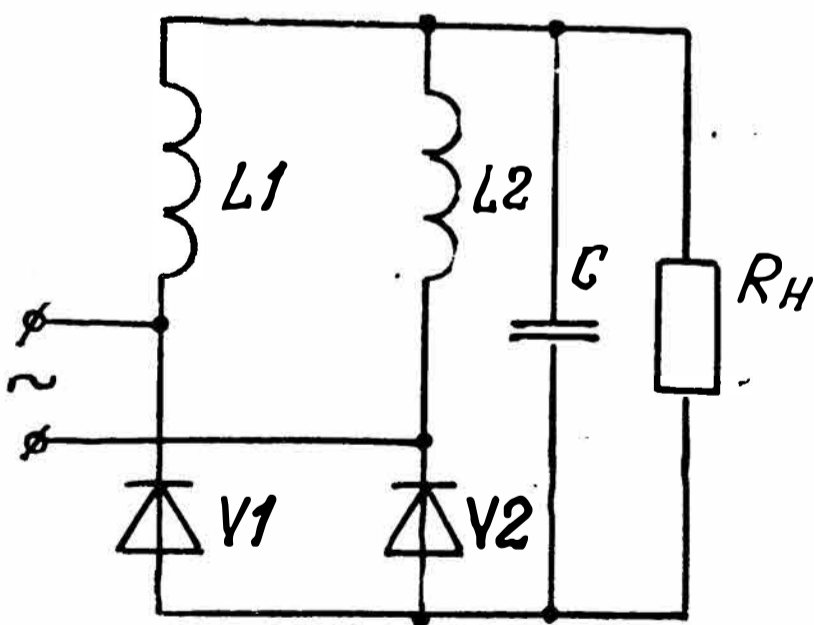


Рис. 2.20. Неуправляемый составной выпрямитель с уменьшенным числом коммутирующих приборов

тилей, функции которых выполняют два последовательно соединенных прибора. В целом можно отметить, что при низких коэффициентах передачи наименьшей расчетной

мощностью вентиля обладает схема по рис. 2.16. Представляет интерес неуправляемый вариант данной схемы, показанной на рис. 2.20. Это устройство обладает минимальным числом вентиля, коэффициент расчетной мощности которых

$$K_{V\Sigma} = \frac{\Delta U_0^*}{K_U} + R_d^* = \pi \cdot \Delta U_0^* + R_d^*,$$

т. е. в два раза меньше, чем в мостовой схеме при том же значении K_U .

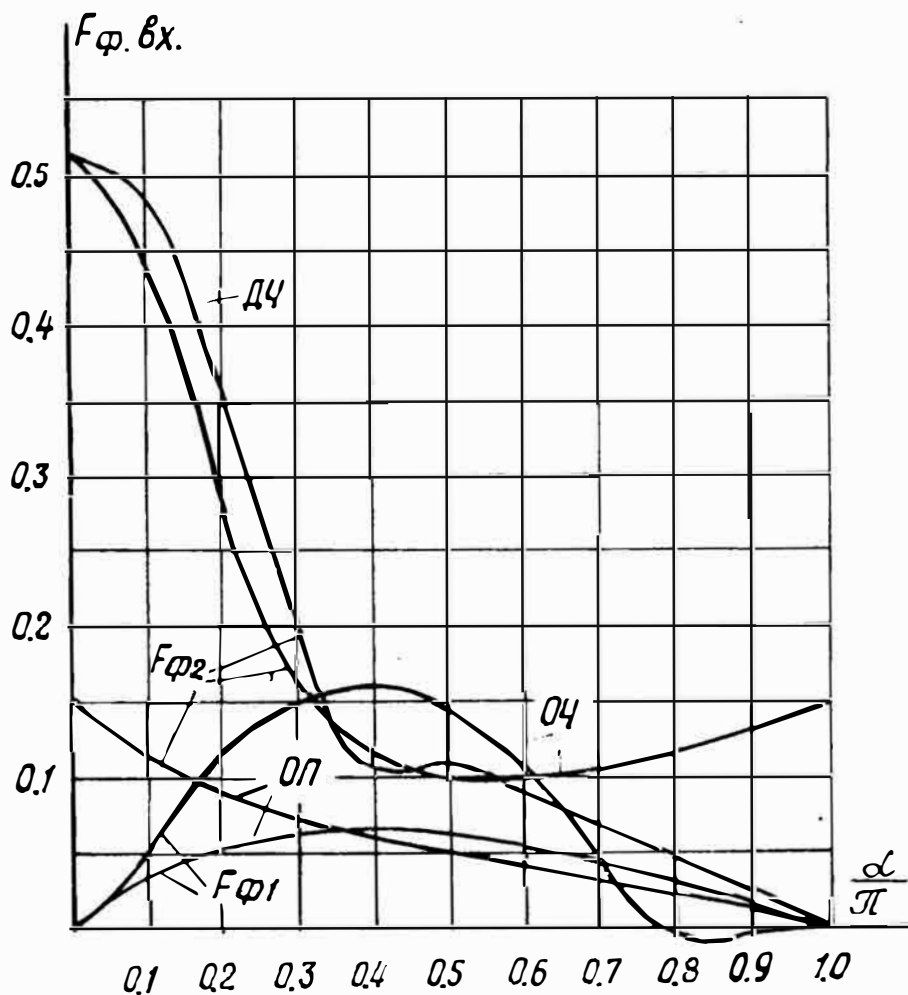


Рис. 2.21. Вспомогательные функции для расчета действующего входного тока составных выпрямителей

Уравнения для коэффициента мощности χ рассматриваемых схем представлены в табл. 2.3. При выводе использованы равенства (2.13) — (2.15) с учетом того, что относительная величина входного тока

$$i_{вх}^* = \frac{i_{вх}}{I_H} =$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{F_{iL1,2}}{2X_L^*} & \text{— когда через сеть протекает ток одного из дросселей;} \\ 1 + \frac{F_{iL\Sigma}}{2X_L^*} & \text{— когда через сеть протекает суммарный ток дросселей.} \end{cases}$$

Выражения для коэффициента мощности χ составных выпрямителей

Схема по рис. 2.16	Схема по рис. 2.17	Схема по рис. 2.18	
		$\alpha < \pi/2$	$\alpha > \pi/2$
$\frac{1 + \cos \alpha}{\pi \sqrt{2 \left(\frac{\pi - \alpha}{4\pi} + \frac{F_{\Phi 1BX}}{B} + \frac{F_{\Phi 2BX}}{B^2} \right)}}$ <p>где</p> $F_{\Phi 1BX} = \frac{1}{2\pi X_{LKP}^*} \int_{\alpha}^{\pi} F_{iL1} \cdot d\vartheta;$ $F_{\Phi 2BX} = \frac{1}{4\pi (X_{LKP}^*)^2} \times \int_{\alpha}^{\pi} F_{iL1}^2 \cdot d\vartheta$	$\frac{3 + \cos \alpha}{\pi \sqrt{2 \left(1 - \frac{3\alpha}{4\pi} + \frac{F_{\Phi 1BX}}{B} + \frac{F_{\Phi 2BX}}{B^2} \right)}}$ <p>где</p> $F_{\Phi 1BX} = \frac{1}{\pi X_{LKP}^*} \left(\frac{1}{2} \int_0^{\alpha} F_{iL1} \cdot d\vartheta + \int_{\alpha}^{\pi} F_{iL\Sigma} \cdot d\vartheta \right);$ $F_{\Phi 2BX} = \frac{1}{4\pi (X_{LKP}^*)^2} \left(\int_0^{\alpha} F_{iL1}^2 \cdot d\vartheta + \int_{\alpha}^{\pi} F_{iL\Sigma}^2 \cdot d\vartheta \right)$	$\frac{\sqrt{2} (1 + \cos \alpha)}{\pi \sqrt{1 - \frac{3\alpha}{\pi} + \frac{F_{\Phi 2BX}}{B^2}}},$ <p>где</p> $F_{\Phi 2BX} = \frac{1}{4\pi (X_{LKP}^*)^2} \times \left(\int_0^{\alpha} F_{iL2}^2 \cdot d\vartheta + \int_{\alpha}^{\pi - \alpha} F_{iL\Sigma}^2 \cdot d\vartheta + \int_{\pi - \alpha}^{\pi} F_{iL1}^2 \cdot d\vartheta \right)$	$\frac{\sqrt{2} (1 + \cos \alpha)}{\pi \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{F_{\Phi 2BX}}{B^2}}},$ <p>где</p> $F_{\Phi 2BX} = \frac{1}{4\pi (X_{LKP}^*)^2} \times \left(\int_0^{\pi - \alpha} F_{iL2}^2 \cdot d\vartheta + \int_{\alpha}^{\pi} F_{iL1}^2 \cdot d\vartheta \right)$

На рис. 2.21 даны графики функций $F_{\text{ф.вх}} = f(\alpha)$, рассчитанные по уравнениям табл. 2, а на рис. 2.22 — зависимости коэффициента мощности от коэффициента передачи для анализируемых схем, а также для тиристорного мостового выпрямителя (режим ОП, обозначенный пунктиром). Видно, что для составных выпрямителей характерен более высокий коэффициент мощности во всем диапазоне регулирования, причем для $K_U > 0,5$ $K_{U\text{max}}$ χ максимален в режиме ДЧ, а при $K_U < 0,5$ $K_{U\text{max}}$ — в режиме ОП. Можно отметить, что зависимость коэффициента мощности от коэффициента запаса B дросселей по индуктивности в составных выпрямителях выражена меньше, чем в мостовой схеме. Среди рассмотренных устройств рядом достоинств обла-

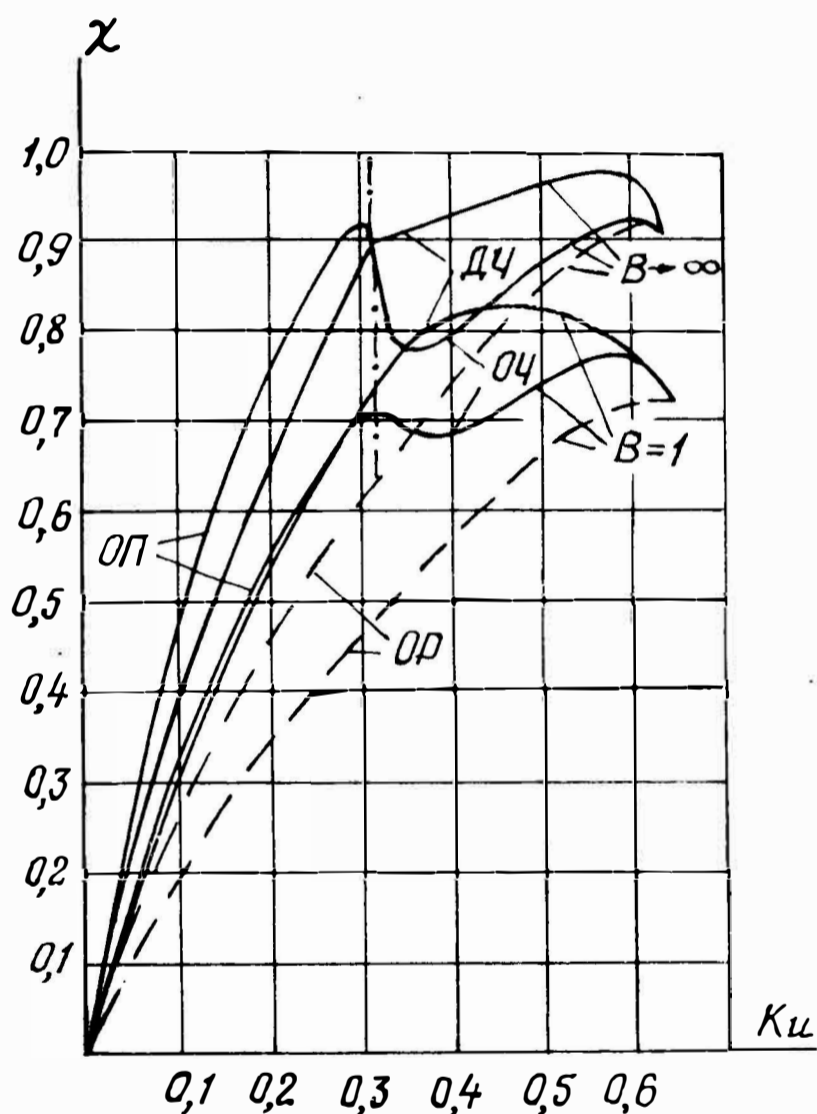


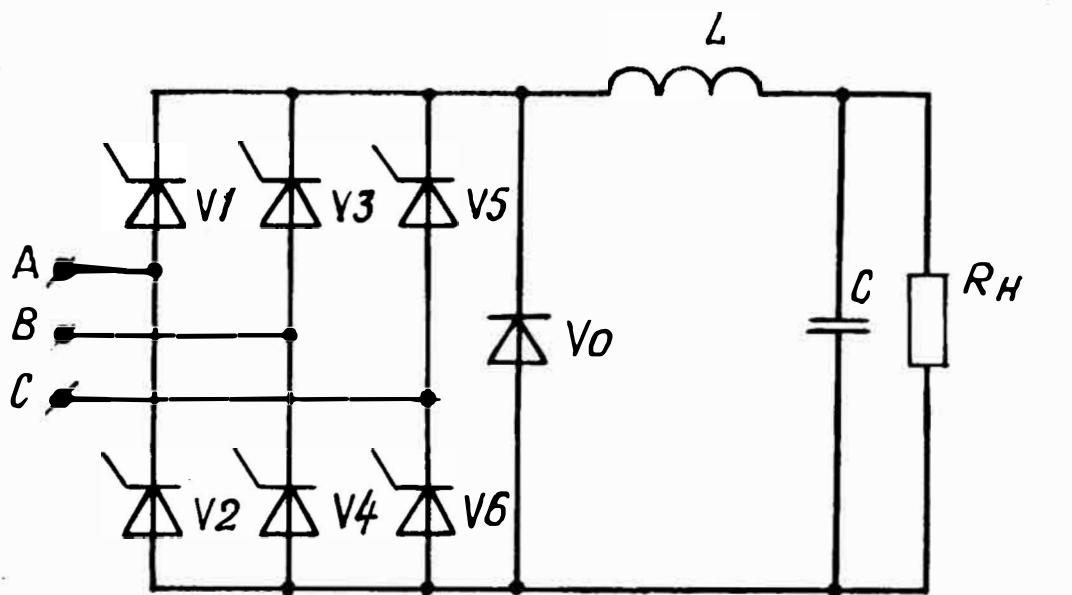
Рис. 2.22. Зависимости коэффициента мощности χ от коэффициента передачи по напряжению K_U для схем: ОП — по рис. 2.16; ОЧ — по рис. 2.17; ДЧ — по рис. 2.18; ОР — по рис. 2,8, а

дает составной выпрямитель, образованный из звеньев с отстающей и опережающей фазами тока (режим ДЧ, схема по рис. 2.18). Реализуемый им режим регулирования по сравнению с режимом, осуществляемым клас-

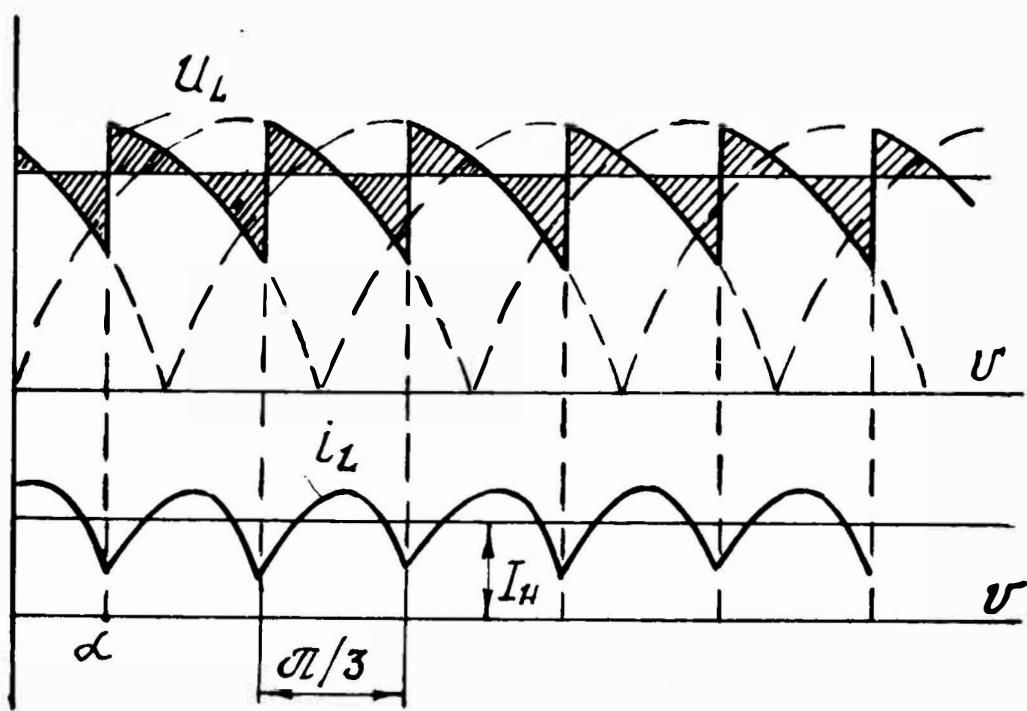
сической мостовой схемой, позволяет существенно снизить коэффициент пульсаций и повысить коэффициент мощности без изменения расчетной мощности сглаживающих дросселей. Естественно, что для данного выпрямителя нужны полностью управляемые ключи. Однако они коммутируют половину тока нагрузки. Это расширяет номенклатуру приборов, пригодных к применению, причем вместо запираемых тиристоров можно использовать транзистор, как и в схеме по рис. 2.8, з.

§ 2.5. Трехфазные выпрямители понижающего типа

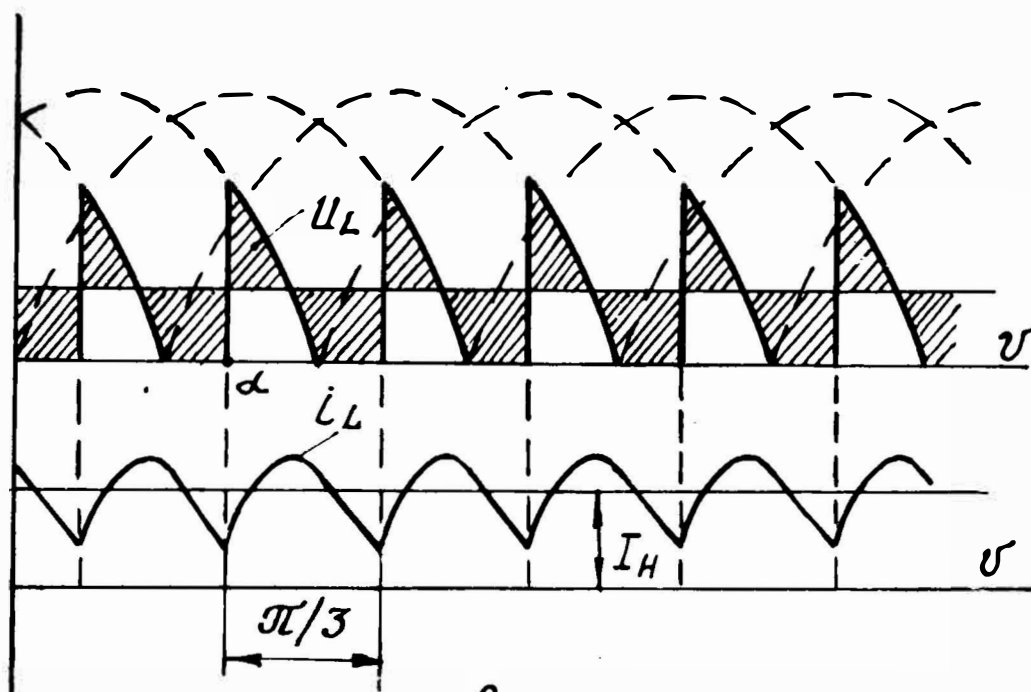
В ряде трехфазных схем выпрямленное напряжение близко к амплитуде линейного напряжения питающей сети. Поэтому под понижающими трехфазными выпрямителями будем понимать устройства, выходное напряжение которых не превышает указанной амплитуды. В бестрансформаторном варианте наиболее широко применяются схемы, представленные на рис. 2.23, 2.24, 2.25. Характеристики данных схем достаточно полно отражены в литературе [1, 2, 3, 26, 31, 32]. Поэтому их анализ по принятой методике и системе критериев проводится как с целью сохранения единого подхода так и с целью сравнения результатов, получаемых при различных способах расчета. Если в симметричном мостовом выпрямителе (см. рис. 2.23) изменять угол регулирования α в диапазоне $0 \div 2\pi/3$, то выходное напряжение будет изменяться от $3U_{\text{лм}}/\pi$ до нуля. Здесь α — угол, отсчитываемый от моментов равенства фазовых напряжений; $U_{\text{лм}}$ — амплитуда линейного напряжения. При $\alpha < \pi/3$ нулевой вентиль V_0 всегда закрыт, а каждый из тиристоров проводит ток в течение угла $\vartheta_V = 2\pi/3$. Если же $\alpha > \pi/3$, то за период входного напряжения в течение шести угловых интервалов длительностью $\vartheta_{V_0} = \alpha - \pi/3$ ток дросселя замыкается через V_0 (см. диаграммы по рис. 2.23, б, в). Периодичность пульсаций тока сглаживающего дросселя $\vartheta_n = \pi/3$. Несимметричная мостовая схема (см. рис. 2.24) отличается от предыдущей тем, что в ней одна из групп вентиля (в данном случае анодная) выполнена неуправляемой. При $\alpha \neq 0$ на вход фильтра подается напряжение с периодичностью $\vartheta_n = 2\pi/3$, т. е. ток дросселя изменяется



a



б



в

Рис. 2.23. Симметричный трехфазный мостовой выпрямитель: а — схема; б — временные диаграммы при $\alpha < \pi/3$; в — временные диаграммы при $\alpha > \pi/3$

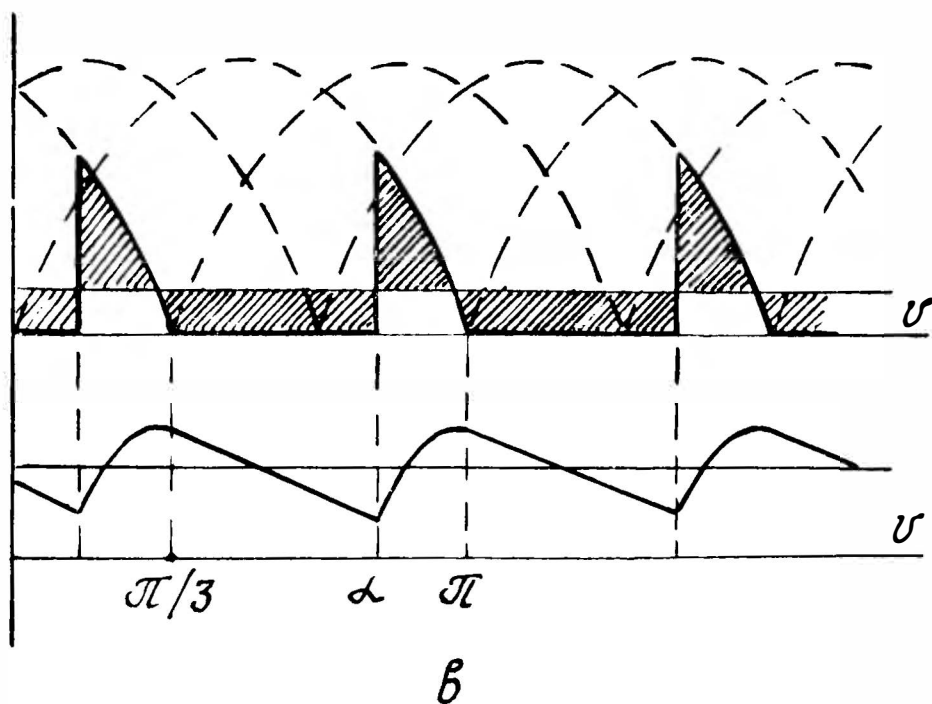
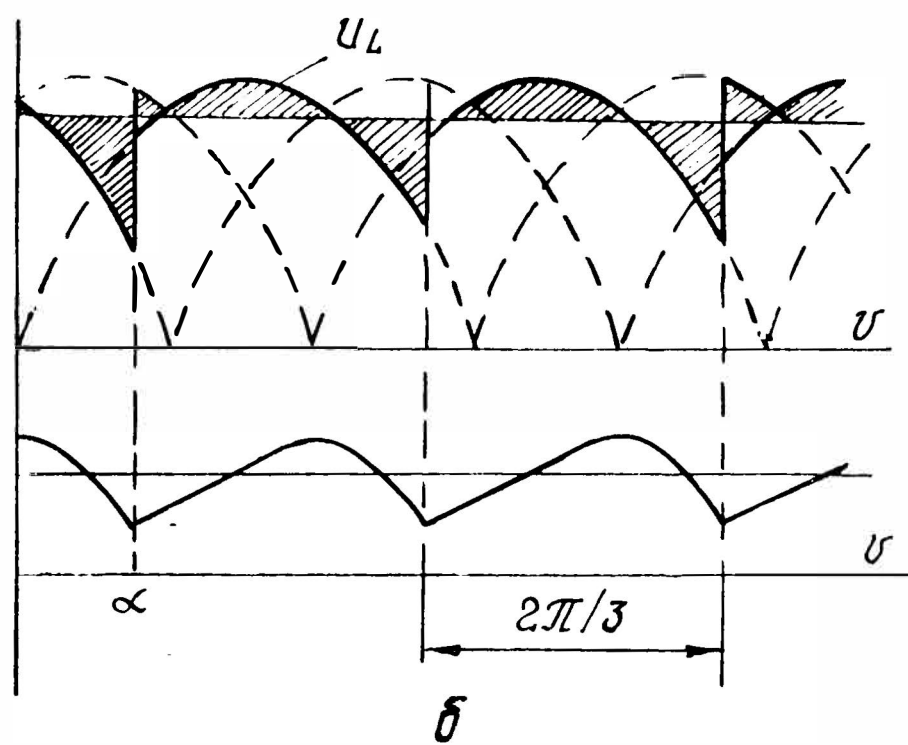
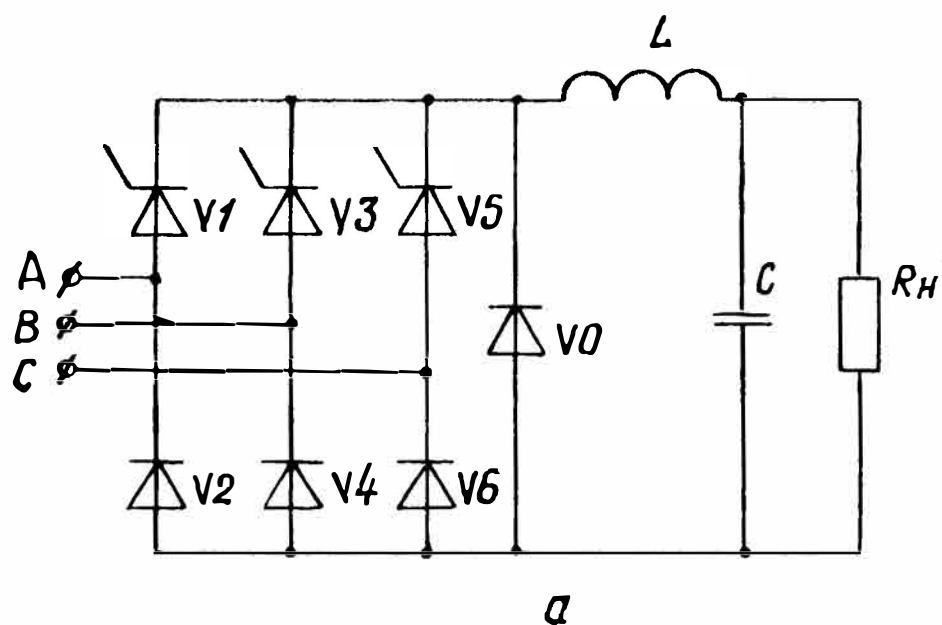


Рис. 2.24. Несимметричный трехфазный мостовой выпрямитель: а — схема; б — временные диаграммы при $\alpha < \pi/3$; в — временные диаграммы при $\alpha > 2\pi/3$

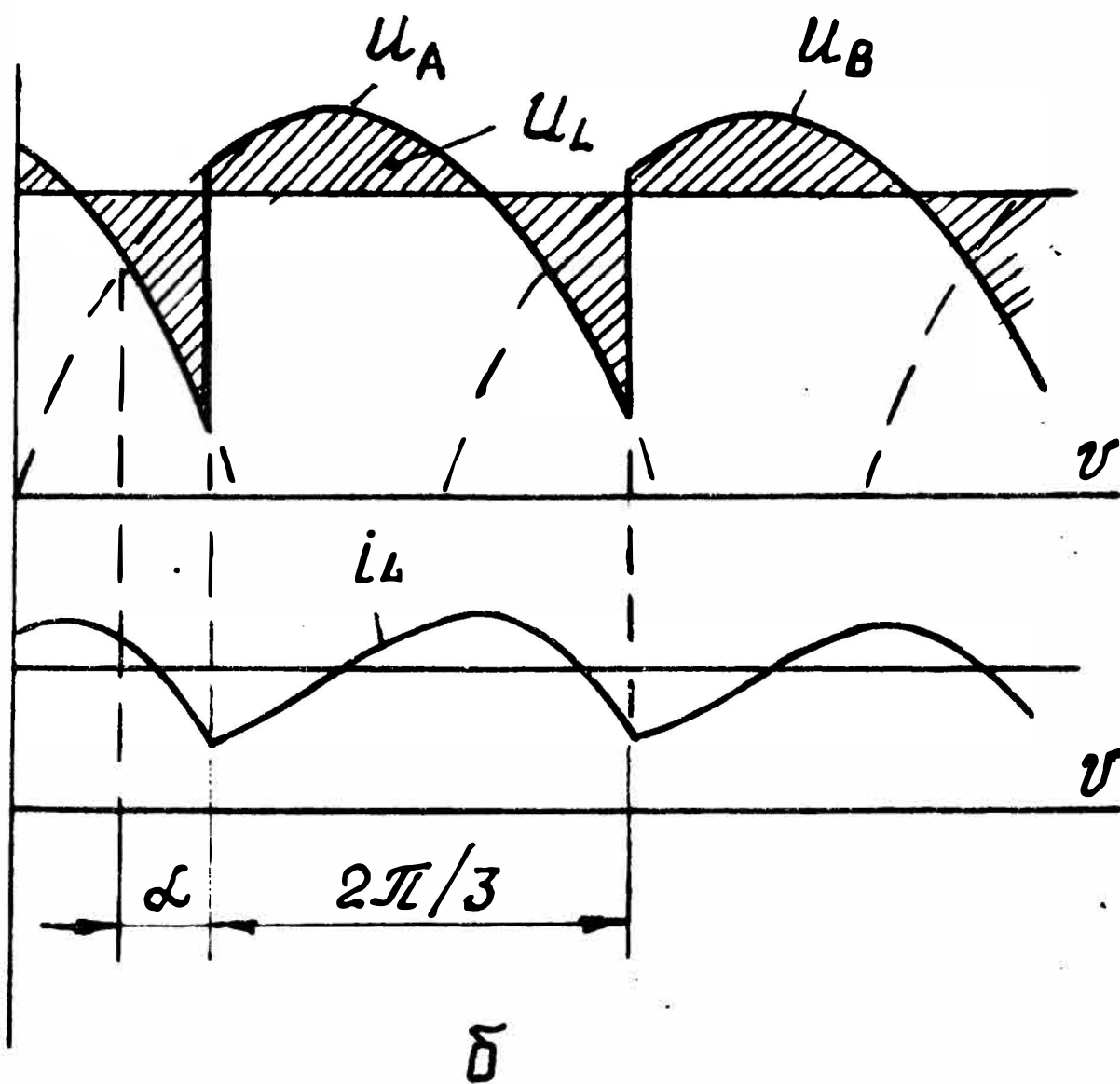
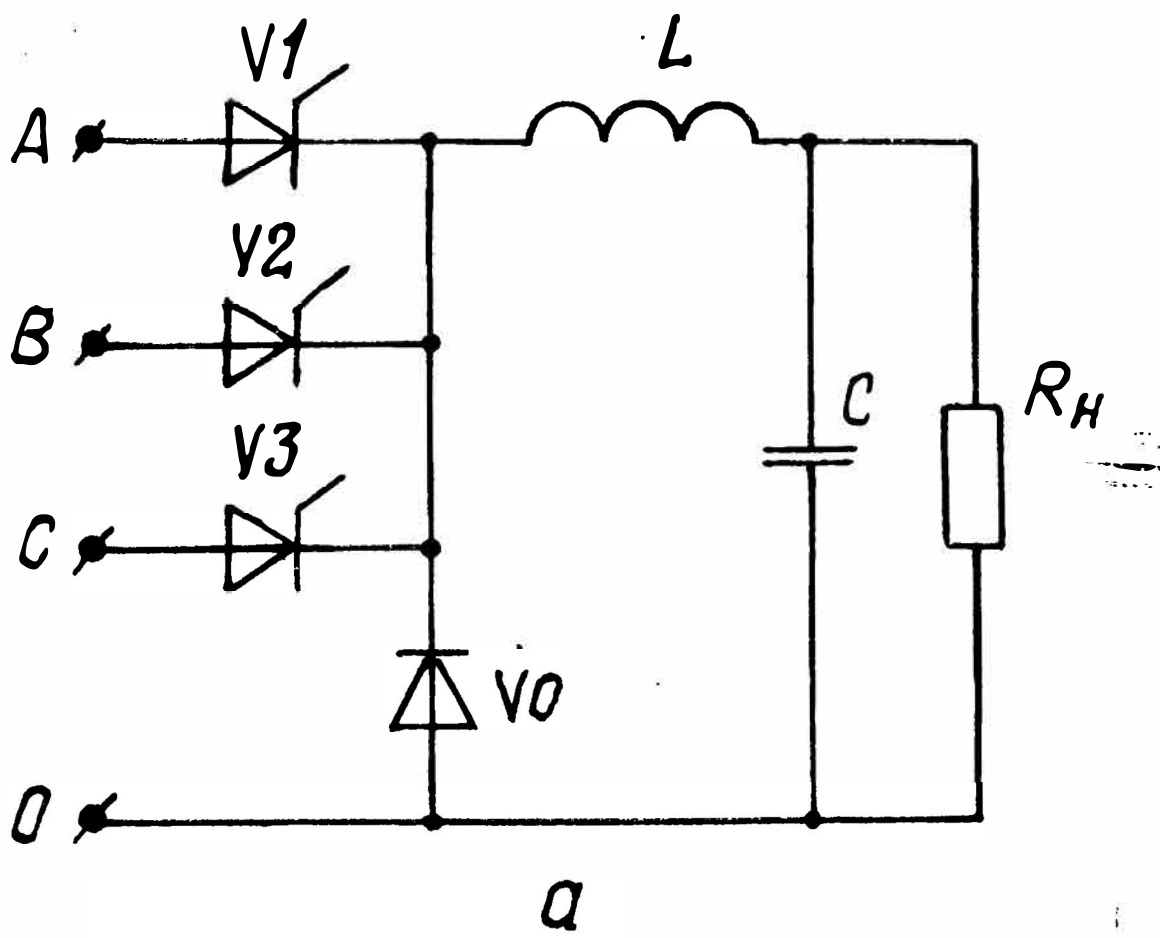


Рис. 2.25. Однополупериодный трехфазный выпрямитель:
 а — схема; б — временные диаграммы

с частотой, вдвое меньшей, чем в симметричной схеме. Здесь также вентиль V_0 вступает в работу при $\alpha > \pi/3$ и проводит ток в течение угла $\vartheta_{V_0} = \alpha - \pi/3$, однако это происходит на периоде входного напряжения трижды. Для обеспечения диапазона коэффициента передачи аналогично симметричной схеме, угол регулирования должен изменяться в пределах $0 - \pi$. Отметим, что, как и в однофазном мостовом выпрямителе (см. рис. 2.8, а), вентиль V_0 не является обязательным элементом данного устройства, и его функции могут выполнять два последовательно включенных прибора моста. Для однополупериодного трехфазного выпрямителя (см. рис. 2.25) необходима четырехпроводная питающая сеть (три фазы и нуль). Схема выпрямляет фазное напряжение. Если сглаживающий дроссель работает в режиме непрерывного тока, то, изменяя угол включения тиристоров в пределах $0 - 5\pi/6$, можно регулировать выходное напряжение от $0,827 U_{\phi m}$ до нуля. Периодичность пульсаций данного напряжения и соответственно тока дросселя $\vartheta_n = 2\pi/3$. Обратный вентиль V_0 начинает проводить ток при $\alpha > \pi/6$. В соответствии с описанной в § 2.1 методикой при анализе схем будем использовать следующие общие выражения:

$$\text{— ток дросселя } i_L^* = \frac{i_L}{I_n} = 1 + \frac{F_{iL}}{X_L^*},$$

где

$$F_{iL} = \frac{1}{K_U} \left\{ \int_0^{\vartheta} F(\vartheta) \cdot d\vartheta - \frac{1}{\vartheta_n} \int_0^{\vartheta_n} \left[\int_0^{\vartheta} F(\vartheta) \cdot d\vartheta \right] \cdot d\vartheta \right\} - \vartheta + \frac{\vartheta_n}{2}, \quad (2.39)$$

$F(\vartheta)$ — функция изменения входного напряжения;

— критическое сопротивление дросселя:

$$X_{Lкр}^* = -F_{iL \min};$$

— коэффициент пульсаций:

$$K_{пл}^* = 0,5 (F_{UC \max} - F_{UC \min}); \quad (2.40)$$

где

$$F_{UC} = \int_0^{\vartheta} F_{iL} d\vartheta;$$

Схема выпрямителя, коэффициент передачи	Функция переменной составляющей тока дросселя F_{iL}	Относительное сопротивление дросселя в критическом режиме $X_{Lкр}^*$
<p style="text-align: center;">Рис. 2.23</p> $K_{UЛ} = \begin{cases} \frac{3}{\pi} \cos \alpha, & \alpha \leq \frac{\pi}{3}; \\ \frac{3}{\pi} \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right]; \\ \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}, \end{cases}$ $K_{UФ} = \sqrt{3} K_{UЛ}$	<p>$0 \leq \alpha \leq \pi/3$:</p> $\frac{1}{K_{UЛ}} \left[-\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} + \vartheta \right) - \frac{3}{\pi} \sin \alpha \right] - \vartheta + \frac{\pi}{6}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3};$ <p>$\pi/3 \leq \alpha \leq 2\pi/3$:</p> $\frac{1}{K_{UЛ}} \left[-\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} + \vartheta \right) - A \right] - \vartheta + \frac{\pi}{6}, \quad 0 \leq \vartheta \leq \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha \right);$ $\frac{1}{K_{UЛ}} (1 - A) - \vartheta + \frac{\pi}{6}, \quad \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha \right) \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}.$ <p>Здесь</p> $A = \frac{3}{\pi} \left[\sin \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) + \alpha - \frac{\pi}{3} \right]$	$\frac{1}{K_U} \left(\cos \beta + \frac{3}{\pi} \sin \alpha \right) + \beta - \alpha - \frac{\pi}{2}, \quad 0 \leq \alpha \leq \left(\beta - \frac{\pi}{3} \right);$ $\frac{1}{K_U} \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) + \frac{3}{\pi} \sin \alpha \right] - \frac{\pi}{6}, \quad \left(\beta - \frac{\pi}{3} \right) \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3};$ $\frac{1}{K_U} \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) + A \right] - \frac{\pi}{6}, \quad \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}.$ <p>Здесь $\beta = \arcsin K_{UЛ}$; $\left(\beta - \frac{\pi}{3} \right) = \alpha$, при $\alpha = 0,056 \pi$</p>

Схема выпрямителя, коэффициент передачи	Функция переменной составляющей тока дросселя F_{iL}	Относительное сопротивление дросселя в критическом режиме $X_{Lкр}^*$
<p>Рис. 2.24</p> $K_{UЛ} = \frac{3}{2\pi} (1 + \cos \alpha),$ $K_{UФ} = \sqrt{3} \cdot K_{UЛ}$	<p>$0 \leq \alpha \leq \pi/3:$</p> $\frac{1}{K_{UЛ}} \left[-\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} + \vartheta \right) - A_1 \right] - \vartheta + \frac{\pi}{3},$ $0 \leq \vartheta \leq \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right);$ $\frac{1}{K_{UЛ}} [1 - \cos (\alpha + \vartheta) - A_1] - \vartheta + \frac{\pi}{3},$ $\left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3}.$ <p>Здесь</p> $A_1 = \frac{3}{2\pi} \left(\alpha + \sin \alpha + \frac{\pi}{3} \right).$	$\frac{1}{K_{UЛ}} (\cos \beta + A_1) + \beta - \alpha - \frac{2\pi}{3},$ $0 \leq \vartheta \leq \left(\beta - \frac{\pi}{3} \right);$ $\frac{1}{K_{UЛ}} \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) + A_1 \right] - \frac{\pi}{3},$ $\left(\beta - \frac{\pi}{3} \right) \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}.$ $\frac{1}{K_{UЛ}} (\cos \alpha + A_2) - \frac{\pi}{3}, \quad \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi.$

Схема выпрямителя, коэффициент передачи	Функция переменной составляющей тока дросселя F_{iL}	Относительное сопротивление дросселя в критическом режиме $X_{Lкр}^*$
Рис. 2.24	$\pi/3 \leq \alpha \leq \pi:$ $\frac{1}{K_{Uл}} [-\cos(\alpha + \vartheta) - A_2] - \vartheta + \frac{\pi}{3},$ $0 \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha);$ $\frac{1}{K_{Uл}} [1 - A_2] - \vartheta + \frac{\pi}{3}, \quad (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3}.$ <p>Здесь</p> $A_2 = \frac{3}{2\pi} \left(\alpha + \sin \alpha - \frac{\pi}{3} \right)$	<p>Здесь $\beta = \arcsin K_{Uл}$;</p> $\left(\beta - \frac{\pi}{3} \right) = \alpha, \text{ при } \alpha = 0,0616 \pi$

Схема выпрямителя, коэффициент передачи	Функция переменной составляющей тока дросселя F_{iL}	Относительное сопротивление дросселя в критическом режиме $X_{Lк}^*$
<p style="text-align: center;">Рис. 2.25</p> $K_{U\phi} = \begin{cases} \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos \alpha, & 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}; \\ \frac{3}{2\pi} \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) \right], & \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6} \end{cases}$	<p>$0 \leq \alpha \leq \pi/6$:</p> $\frac{1}{K_{U\phi}} \left[-\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} + \vartheta \right) - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \sin \alpha \right] - \vartheta + \frac{\pi}{3}, \quad 0 \leq \vartheta \leq 2\pi/3$ <p>$\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6$:</p> $\frac{1}{K_{U\phi}} \left[-\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} + \vartheta \right) - A_3 \right] - \vartheta + \frac{\pi}{3},$ $0 \leq \vartheta \leq \left(\frac{5\pi}{6} - \alpha \right);$ $\frac{1}{K_{U\phi}} [1 - A_3] - \vartheta + \frac{\pi}{3}, \quad \left(\frac{5\pi}{6} - \alpha \right) \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3}.$ <p>Здесь</p> $A_3 = \frac{3}{2\pi} \left[\sin \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) + \alpha - \frac{\pi}{6} \right]$	$\frac{1}{K_{U\phi}} \left[\cos \beta + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \sin \alpha \right] + \beta - \alpha - \frac{\pi}{2},$ $0 \leq \alpha \leq \left(\beta - \frac{\pi}{6} \right);$ $\frac{1}{K_{U\phi}} \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \sin \alpha \right] - \frac{\pi}{3},$ $\left(\beta - \frac{\pi}{6} \right) \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6};$ $\frac{1}{K_{U\phi}} \left[\cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) + A_3 \right] - \frac{\pi}{3},$ $\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}.$ <p>Здесь $\beta = \arcsin K_U$,</p> $\beta - \frac{\pi}{6} = \alpha, \text{ при } \alpha = 0,115\pi$

— коэффициент мощности:

$$\chi = \frac{\sqrt{2} \cdot K_{U\phi}}{3I_{\text{вх.д}}/I_{\text{н}}}; \quad (2.41)$$

— коэффициенты передачи:

$$K_{U_{\text{л}}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{лм}}}; \quad K_{U_{\phi}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\phi\text{м}}} = \sqrt{3}K_{U_{\text{л}}}, \quad (2.42)$$

где $U_{\text{лм}}$, $U_{\phi\text{м}}$ — амплитуды линейного и фазного напряжений.

Уравнения для расчета K_U , F_{iL} , $X_{L\text{кр}}^*$ анализируемых устройств представлены в табл. 2.4. В уравнениях функции F_{iL} началом отсчета считается угол α . На рис. 2.26 показаны зависимости $X_{L\text{кр}}^* = f(\alpha/\pi, K_{u\phi})$. Если угол регулирования $\alpha=0$, то

$$X_{L\text{кр}}^* = \begin{cases} 0,00947 & \text{— для схем по рис. 2.23, 2.24;} \\ 0,0828 & \text{— для схемы по рис. 2.25.} \end{cases}$$

Видно, что симметричная мостовая схема по сравнению с несимметричной обладает меньшим значением $X_{L\text{кр}}^*$ во всем диапазоне регулирования. При равных коэффициентах передачи в однополупериодном выпрямителе $X_{L\text{кр}}^*$ всегда меньше, чем в несимметричном мостовом, а для малых углов регулирования даже меньше, чем в симметричной схеме. Сравнивая графики по рис. 2.26 и 2.5, можно отметить, что в трехфазных выпрямителях при той же кратности регулирования выходного напряжения величина $X_{L\text{кр}}^*$ существенно меньше, чем в однофазных. Поэтому обеспечить непрерывный ток сглаживающего дросселя значительно легче. Считая данный ток близким по форме к трехугольному, коэффициент габаритной мощности дросселя можно определить по выражению (см. 2.7):

$$K_L \simeq B \cdot X_{L\text{кр}}^* \left(1 + \frac{1}{B}\right) \sqrt{1 + \frac{1}{3B^2}}. \quad (2.43)$$

Для неуправляемых выпрямителей в работе [28] приводится следующее равенство:

$$X_{L\text{кр}}^* = \frac{\frac{\pi}{p} \cdot \sin \left[\arccos \left(\frac{p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \right) \right]}{\sin \frac{\pi}{p}}$$

$$- \arccos \left(\frac{p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \right). \quad (2.44)$$

Здесь p — число пульсаций выпрямленного напряжения на периоде входного.

Результаты расчета по данному уравнению совпадают с результатами, полученными по выражениям табл. 2.1, 2.4 для $\alpha=0$.

На рис. 2.27 представлены зависимости $K_{пл}^* = f(\alpha/\pi, K_{УФ})$, рассчитанные численно по выражению (2.40) с использованием функций F_{iL} , приведенных в табл. 2.4. Видно, что при одинаковых коэффициентах передачи наименьшие пульсации характерны мостовой симметричной схеме, а наибольшие — несимметричной. Для неуправляемых вариантов выпрямителей, т. е. при $\alpha=0$:

$$K_{пл}^* = \begin{cases} 0,00161 & \text{— для схем по рис. 2.23, 2.24;} \\ 0,0281 & \text{— для схемы по рис. 2.25.} \end{cases}$$

Вновь сравнивая с аналогичными графиками для однофазных мостовых схем (рис. 2.9), можно наглядно убедиться в преимуществах увеличенного числа фаз. Наиболее часто пульсации выходного напряжения оценивают по определенным гармоникам. Для симметричных схем при отсутствии нулевых вентилях отношение амплитуды n -й гармонической составляющей выпрямленного напряжения к его среднему значению [1]:

$$\frac{U_{nm}}{U_0} = \frac{2}{n^2 - 1} \sqrt{1 + n^2 \cdot \text{tg}^2 \alpha}, \quad (2.45)$$

где $n = k \cdot p$ — порядок гармоник; k — последовательный ряд целых чисел.

Если предположить, что в LC -фильтре для самой низкочастотной гармоники входного напряжения выполняется равенство $\omega_n L \gg 1/(\omega_n \cdot C)$, то отношение

$$\frac{U_{n \text{ max вых}}}{U_{n \text{ max вх}}} = \frac{1}{\omega_n^2 \cdot L \cdot C} = \frac{1}{n^2 \cdot \omega_c^2 \cdot L \cdot C}.$$

Здесь $U_{n \text{ max вых}}$, $U_{n \text{ max вх}}$ — амплитуды n -й гармоники на входе и выходе фильтра; ω_n , ω_c — частоты напряжений гармоники и входной сети.

Относительная величина коэффициента пульсации с учетом (2.45):

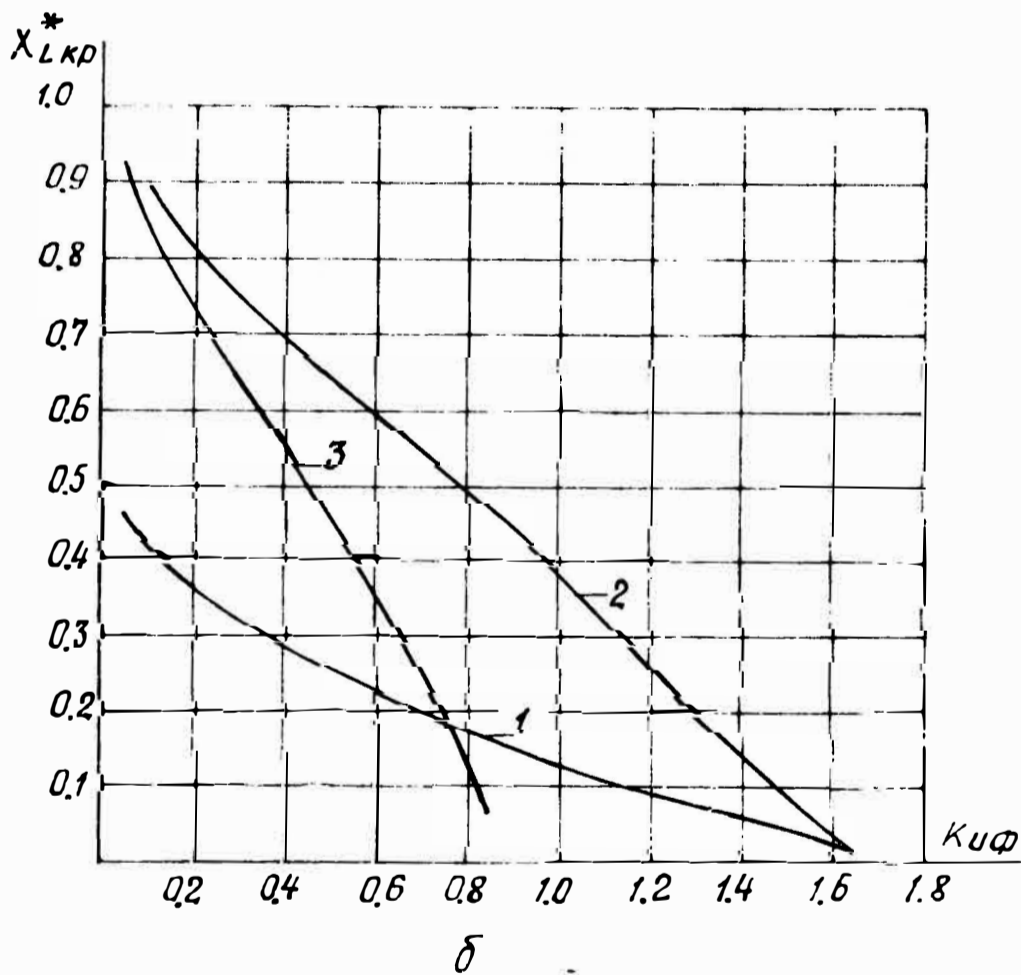
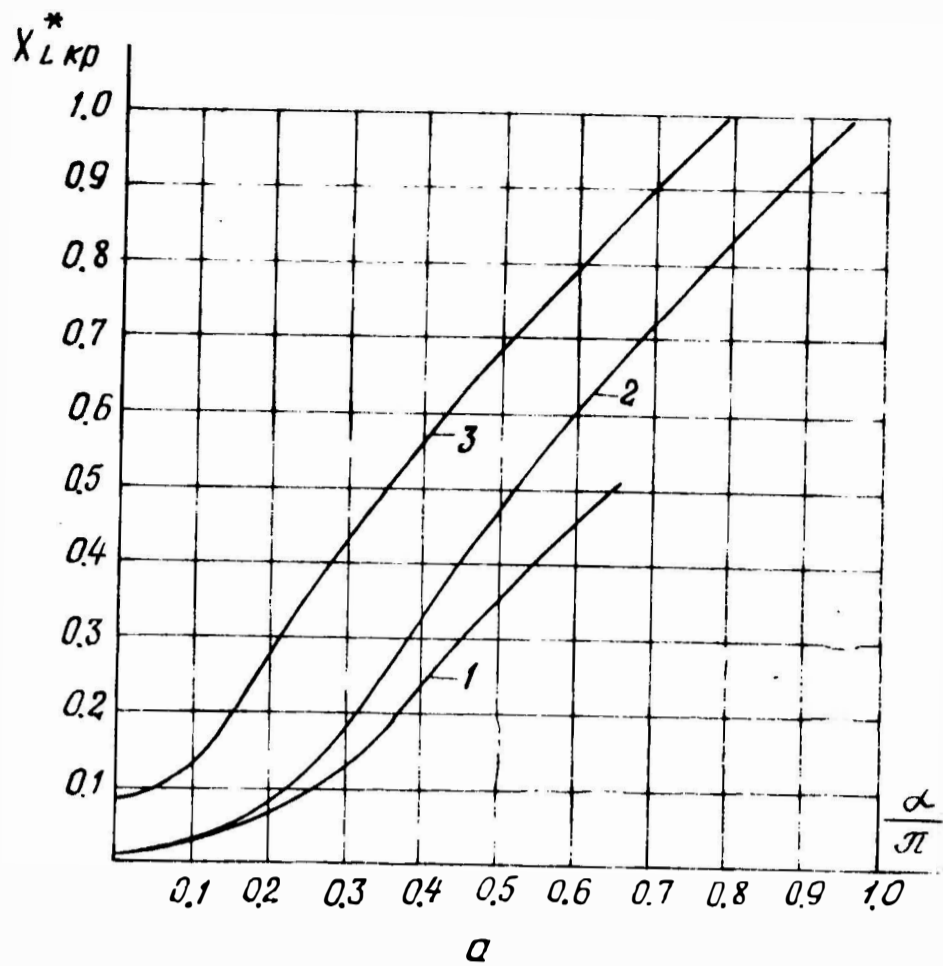


Рис. 2.26. Зависимости относительного сопротивления дросселя в критическом режиме $X_{Lкр}^*$ от угла регулирования α (а) и от коэффициента передачи фазного напряжения $K_{Uφ}$ (б) для схем трехфазных выпрямителей: 1 — симметричной мостовой; 2 — несимметричной мостовой; 3 — однополупериодной

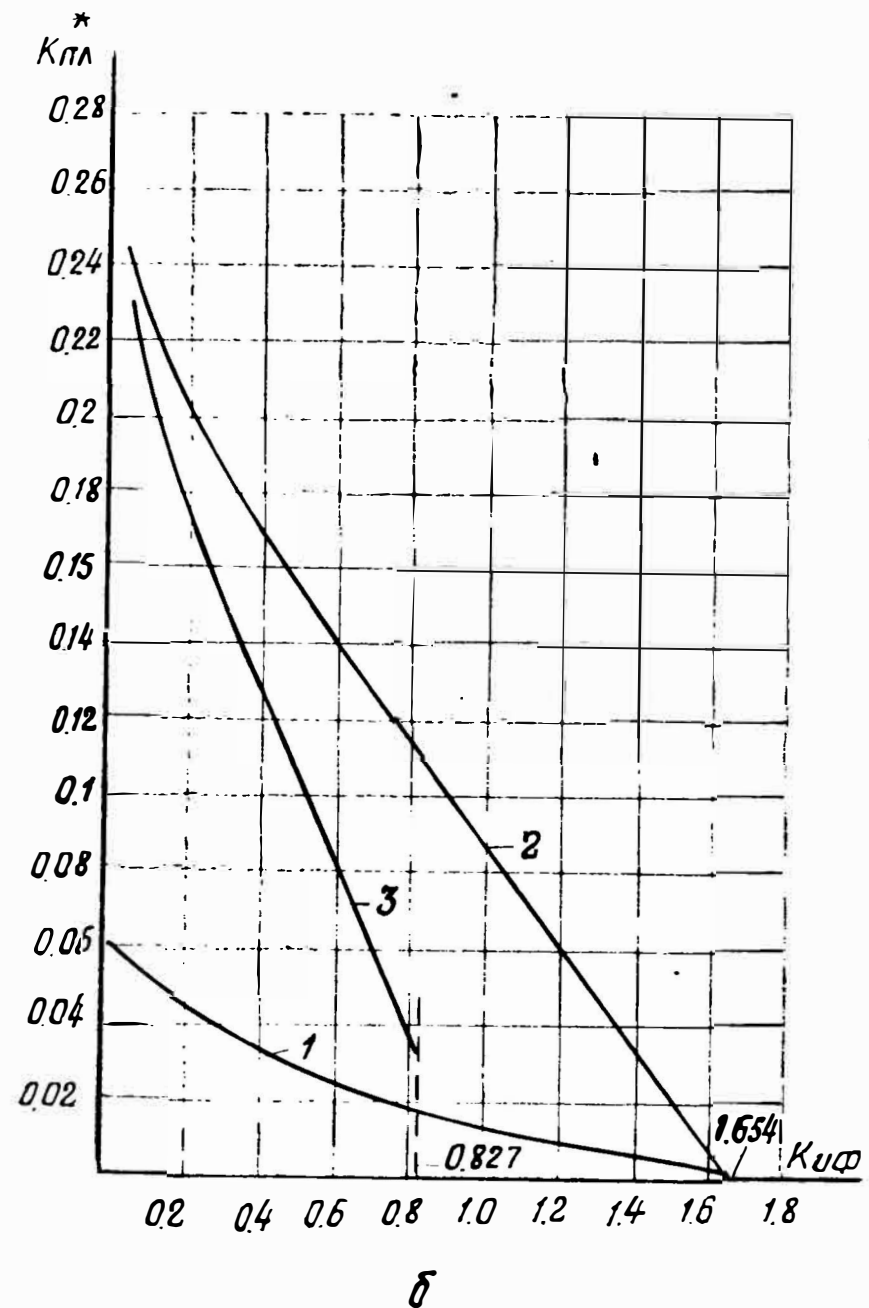
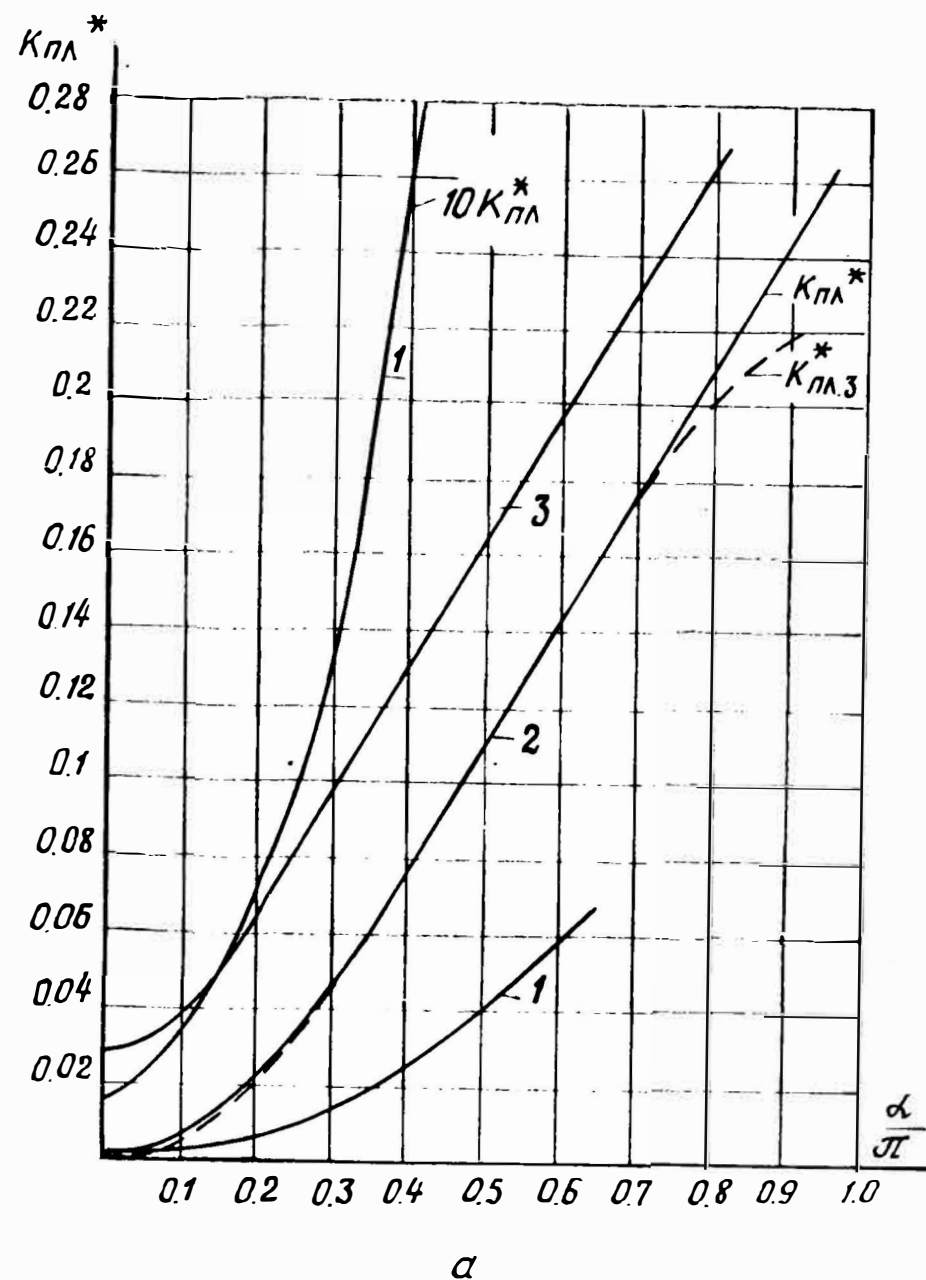


Рис. 2.27. Зависимости относительного коэффициента пульсаций выходного напряжения $K_{пл}^*$ от угла регулирования α (а) и коэффициента передачи фазного напряжения (б) для трехфазных выпрямителей (индексы 1, 2, 3 — см. рис. 2.26)

$$K_{плn}^* = \omega_c^2 LC \frac{U_{nm\text{ вых}}}{U_0} = \frac{2}{n^2 (n^2 - 1)} \sqrt{1 + n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}. \quad (2.46)$$

Данной формулой можно пользоваться для симметричной мостовой и однополупериодной схем, подставляя соответственно $n=6$ и $n=3$ в диапазоне углов регулирования, когда нулевые вентили постоянно закрыты (т. е. при $\alpha < \pi/3$ для схемы по рис. 2.23 и при $\alpha < \pi/6$ для схемы по рис. 2.25). Расчеты показывают, что значения $K_{пл}^*$, полученные численно по (2.40), а также $K_{пл6}$ и $K_{пл3}$ по (2.46) отличаются не более чем на 2%. В несимметричном мостовом выпрямителе (рис. 2.24) при $\alpha=0$ наибольшую амплитуду имеет шестая гармоника выпрямленного напряжения, однако с увеличением α быстро растет третья, и именно она является определяющей. Используя выражения, приведенные в работах [31, 32], коэффициент пульсаций по третьей гармонике можно записать в виде

$$K_{пл.3}^* = \begin{cases} \frac{1}{36} \sqrt{1 + \frac{9 \sin^2 \alpha - 2(3 \sin \alpha \cdot \sin 3\alpha + \cos \alpha \cdot \cos 3\alpha + \cos \alpha)}{(1 + \cos \alpha)^2}} & \text{— для } 0 \leq \alpha \leq \pi/3; \\ \frac{1}{36} \sqrt{1 + \frac{9 \sin^2 \alpha + 2 \cos 4\alpha - 4 \cos 2\alpha - 2 \cos \alpha}{(1 + \cos \alpha)^2}} & \text{— для } \pi/3 \leq \alpha \leq \pi. \end{cases} \quad (2.47)$$

Рассчитанная по данным уравнениям зависимость $K_{пл3}^* = f(\alpha/\pi)$ приведена на рис. 2.27, а (пунктир). Видно, что ощутимые отличия от кривой, полученной путем расчета мгновенных значений, наблюдаются лишь в начале и конце диапазона регулирования.

Уравнения для расчетной мощности вентилях, а также коэффициентов мощности выпрямителей, полученные в соответствии с (2.18), (2.41), представлены в табл. 2.5. Данные уравнения справедливы для идеально сглаженного тока дросселя. При равных коэффициентах передачи наименьшим значением K_V обладает однополупериодная схема. Это объясняется тем, что в ней на протяжении всего периода в цепи тока дросселя оказывается включенным только один вентиль.

Параметры	Схемы трехфазных выпрямителей		
	Симметричная мостовая (рис. 2.23)	Несимметричная мостовая (рис. 2.24)	Однополупериодная (рис. 2.25)
Коэффициент расчетной мощности вентилей (K_V)	$K_{Vy\Sigma} = \begin{cases} 2P_{0Vy}^*, & \alpha < \pi/3; \\ \left(4 - 6\frac{\alpha}{\pi}\right) P_{0Vy}^*, & \alpha > \pi/3. \end{cases}$ $K_{V0} = \begin{cases} 0, & \alpha < \pi/3; \\ \left(\frac{3\alpha}{\pi} - 1\right) P_{0VH}^*, & \alpha > \pi/3 \end{cases}$	$K_{Vy\Sigma} = \begin{cases} P_{0Vy}^*, & \alpha < \pi/3; \\ \frac{3}{2}\left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right) P_{0Vy}^*, & \alpha > \frac{\pi}{3}. \end{cases}$ $K_{VH} = P_{0VH}^*$	$K_{Vy\Sigma} = \begin{cases} P_{0Vy}^*, & \alpha < \pi/6; \\ \frac{1}{4}\left(5 - 6\frac{\alpha}{\pi}\right) P_{0Vy}^*, & \alpha > \pi/6 \end{cases}$ $K_{V0} = \begin{cases} 0, & \alpha < \pi/6; \\ \frac{1}{4}\left(6\frac{\alpha}{\pi} - 1\right) P_{0VH}^*, & \alpha > \pi/6 \end{cases}$
	$P_{0Vy}^* = \frac{\Delta U_{0Vy}^*}{K_{U\phi}} + R_{дVy}^*; \quad P_{0VH}^* = \frac{\Delta U_{0VH}^*}{K_{U\phi}} + R_{дVH}^*$		
Коэффициент мощности (γ)	$\frac{3 \cos \alpha}{\pi}, \quad \alpha \leq \frac{\pi}{3};$ $\frac{1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)}{\pi \sqrt{\frac{1}{3}\left(\frac{2}{3} - \frac{\alpha}{\pi}\right)}}, \quad \alpha > \frac{\pi}{3}$	$\frac{3(1 + \cos \alpha)}{2\pi}, \quad \alpha < \frac{\pi}{3};$ $\frac{3(1 + \cos \alpha)}{\pi \sqrt{6\left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)}}, \quad \alpha \geq \frac{\pi}{3}$	$\frac{3 \cos \alpha}{\sqrt{2}\pi}, \quad \alpha < \frac{\pi}{6};$ $\frac{1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)}{\pi \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{\alpha}{\pi}}}, \quad \alpha > \frac{\pi}{6}$

Следует отметить, что на интервалах проводимости нулевых вентилях с ростом угла регулирования быстро растет их расчетная мощность. Так, коэффициент расчетной мощности нулевого вентиля становится равным суммарному коэффициенту расчетной мощности остальных вентилях устройства при углах регулирования:

$$\frac{\alpha}{\pi} = \begin{cases} 5/9 & \text{— для схемы по рис. 2.23;} \\ 7/9 & \text{— для схемы по рис. 2.24;} \\ 0,5 & \text{— для схемы по рис. 2.25.} \end{cases}$$

Зависимости $\chi = f(K_{U\phi})$, рассчитанные по приведенным в табл. 2.5 выражениям, показаны на рис. 2.28. Видно, что симметричная и несимметричная мостовые схемы имеют близкие значения χ во всем диапазоне ре-

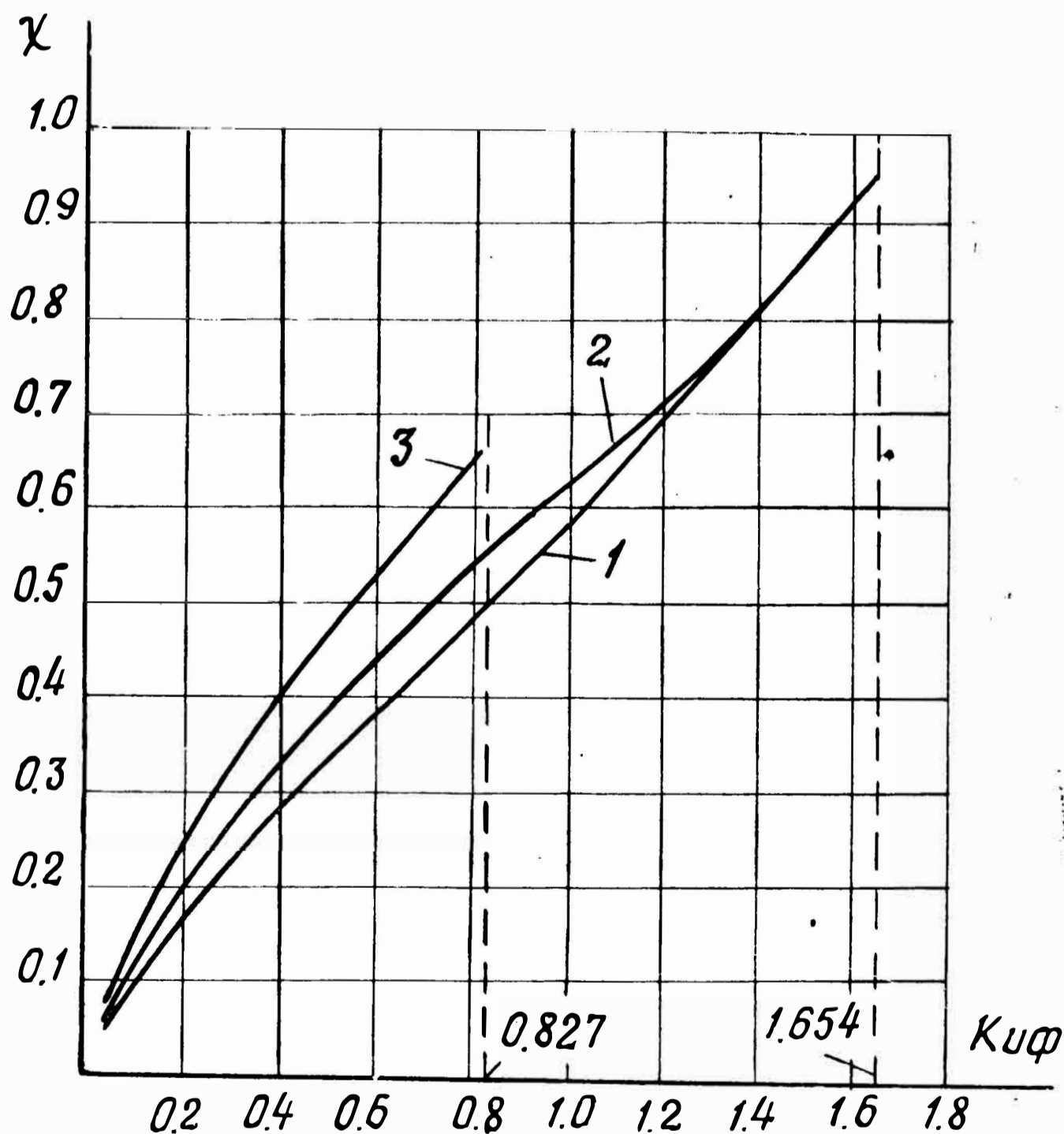


Рис. 2.28. Зависимости коэффициента мощности χ от коэффициента передачи фазного напряжения $K_{U\phi}$ для основных схем трехфазных понижающих выпрямителей (индексы 1, 2, 3 — см. рис. 2.26)

гулирования, причем более высокий коэффициент мощности свойствен несимметричному выпрямителю. При $K_{U\phi} < 0,827$ по коэффициенту мощности предпочтительна однополупериодная схема.

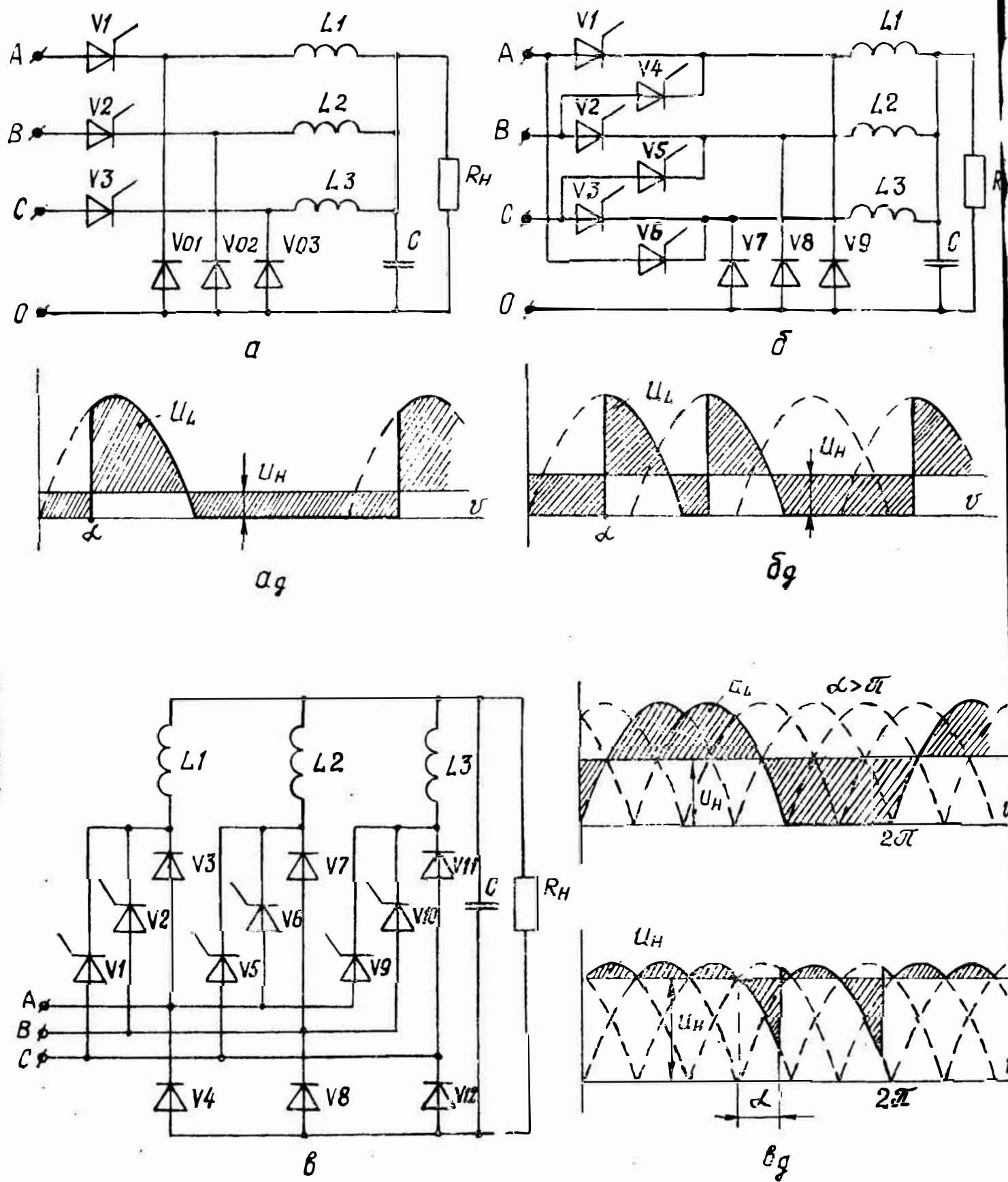


Рис. 2.29. Схемы составных трехфазных выпрямителей (а, б, в) и соответствующие временные диаграммы (а_d, б_d, в_d)

В целом можно отметить, что основными преимуществами симметричной мостовой схемы являются малые значения $X_{L_{кр}}^*$, $K_{пл}^*$ обусловленные увеличенной частотой пульсаций выпрямленного напряжения. Однако асимметрия фаз питающей сети, несинфазность импуль-

сов управления тиристоров и т. п. не позволяют в полной мере использовать указанные преимущества. Из-за того, что несимметричная схема обладает более простой системой управления в бестрансформаторных устройствах ей зачастую отдается предпочтение.

Т а б л и ц а 2.6

Число вен- тилей, под- ключающих дроссель к фазам	Всего	1	2	3
	Управляе- мых	1	1	1
	Неуправ- ляемых	0	1	2
Диапазон изменения коэффици- ента пере- дачи	Однополу- период. выпрям- ление	$0 \div \frac{1}{\pi}$	$\frac{1}{\pi} \div \frac{2 + \sqrt{3}}{2\pi}$	$\frac{2 + \sqrt{3}}{2\pi} \div \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$
	Двухполу- период. выпрям- ление	$0 \div \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$	$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \div \frac{5\sqrt{3}}{2\pi}$	$\frac{5\sqrt{3}}{2\pi} \div \frac{3\sqrt{3}}{\pi}$

Мы рассмотрели устройства с одним дросселем филь-тра. Большие возможности в схемотехнике трехфазных выпрямителей появляются при использовании ряда дросселей [8, 21, 30]. Варианты таких устройств показаны на рис. 2.29. Включение трех дросселей с соответствующими нулевыми вентилями в трехфазную одно-полупериодную схему фактически преобразует ее составной выпрямитель, содержащий три однофазные однополупериодные ячейки (см. рис. 2.29, а). К дроссе-лям прикладывается напряжение, характерное для таких ячеек (см. рис. 2.4, е). Регулируя угол α , можно изменять коэффициент передачи $K_{U\phi}$ в пределах $0-1/\pi$, т. е. его максимум уменьшается в $\sim 2,6$ раза по сравне-нию со схемой рис. 2.25. Каждую из дроссельно-диод-ных ячеек через управляемые вентили можно присоеди-нить к одной, двум или трем фазам. Схема однополу-периодного выпрямителя с подключением дросселей к двум фазам представлена на рис. 2.29, б. Для вы-прямления линейного напряжения дополнительно ис-пользуют группу катодных (либо анодных) неуправ-ляемых вентилей (см. рис. 2.29, в). Если часть венти-лей, присоединяющих дроссели к соответствующим фа-

зам, выбрать неуправляемыми, то регулирование будет осуществляться в верхней зоне коэффициента передачи. В табл. 2.6 даны значения диапазона $K_{U\phi}$ в зависимости от числа и типа используемых вентиляей. Недостатком описанных выпрямителей по сравнению с классическими является повышенная габаритная мощность сглаживающих дросселей. Однако им характерны меньшая емкость конденсаторной батареи и повышенное значение коэффициента мощности. Это объясняется тем, что за счет фазового сдвига каждого из слагаемых суммарный ток дросселей имеет уменьшенную переменную составляющую, а при данном регулировании ток питающей сети модулируется лишь частично.

Глава III

ВЫПРЯМИТЕЛИ ПОВЫШАЮЩЕГО ТИПА

Как было показано в § 1.3, в бестрансформаторных преобразователях, содержащих два входных и два выходных зажима, для получения повышенного коэффициента передачи обязательна модуляция тока, поступающего в параллельно соединенные фильтровой конденсатор и нагрузку. При этом процесс регулирования непосредственно связан с направленным энергообменом индуктивных накопителей, входящих в состав преобразователя. Другим способом бестрансформаторного повышения напряжения является использованием схем умножения. В подобных устройствах либо фильтровая конденсаторная батарея выполняется из двух последовательных звеньев, каждое из которых заряжается от «своей» полуволны сетевого напряжения, либо в состав преобразователя вводятся дополнительные конденсаторы, служащие в качестве промежуточных накопителей. Обычно этим устройствам свойственны плохие энергетические параметры, мягкая внешняя характеристика. Введение в их состав дросселей, как правило многообмоточных, позволяет устранить эти недостатки. Рассмотрим принципы работы и основные параметры ряда выпрямителей повышающего типа.

§ 3.1. Выпрямители с управляемым энергообменом сглаживающего дросселя

Примерами схем, в которых регулирование осуществляется за счет управления процессами накопления и отдачи энергии сглаживающего дросселя, являются устройства, показанные на рис. 1.11, *г*, *д*, *е*. К этому же классу относятся схемы с тиристорными регулирующи-

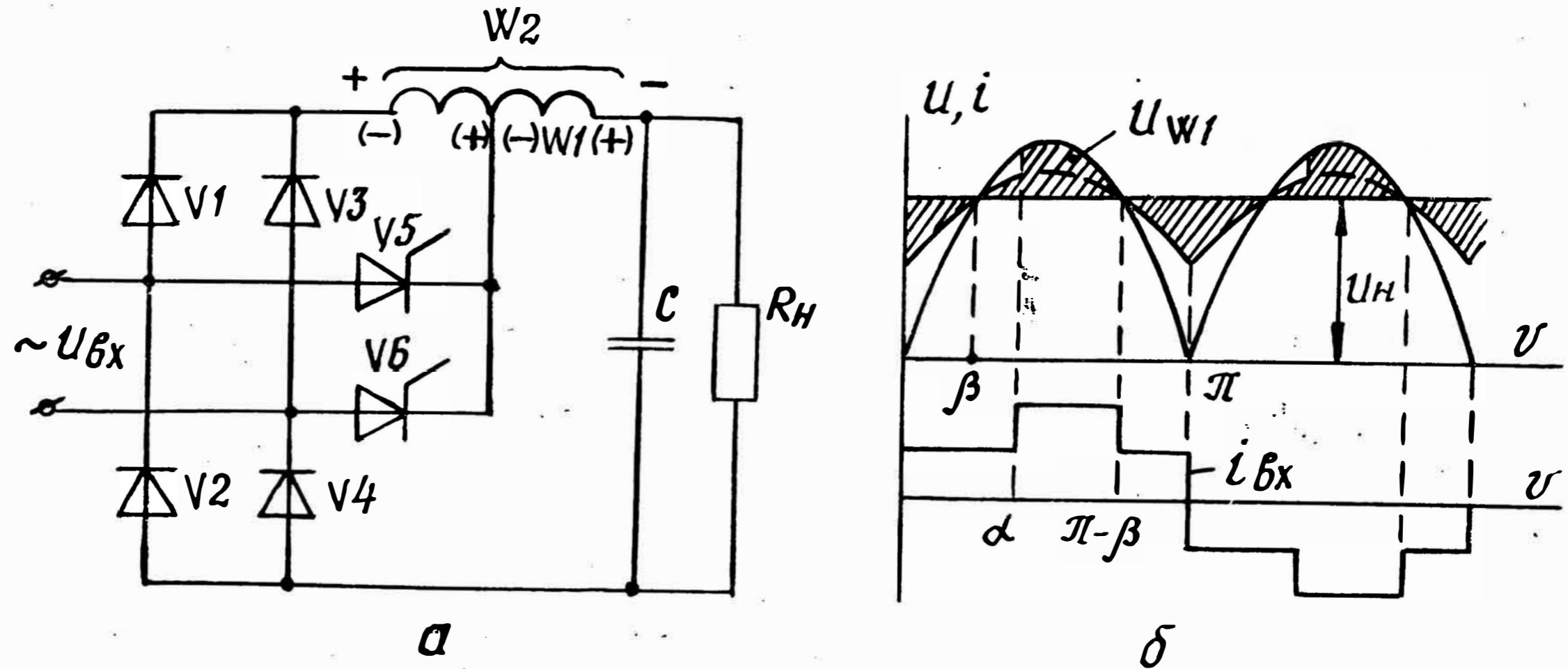
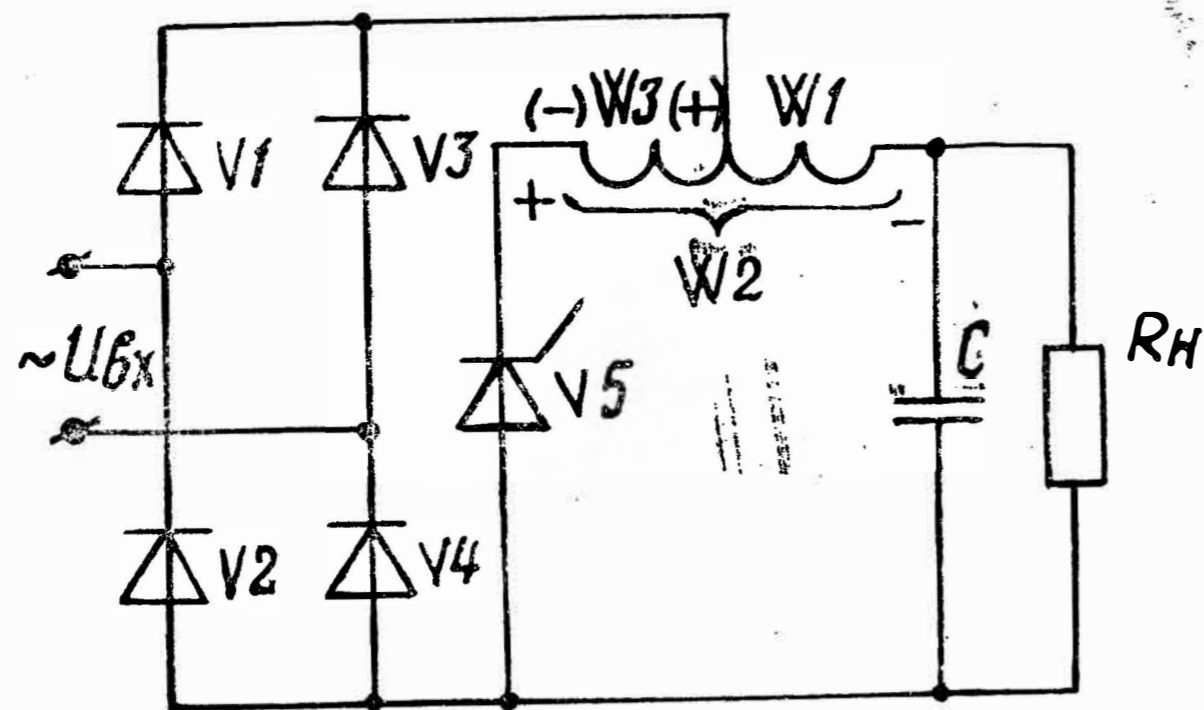
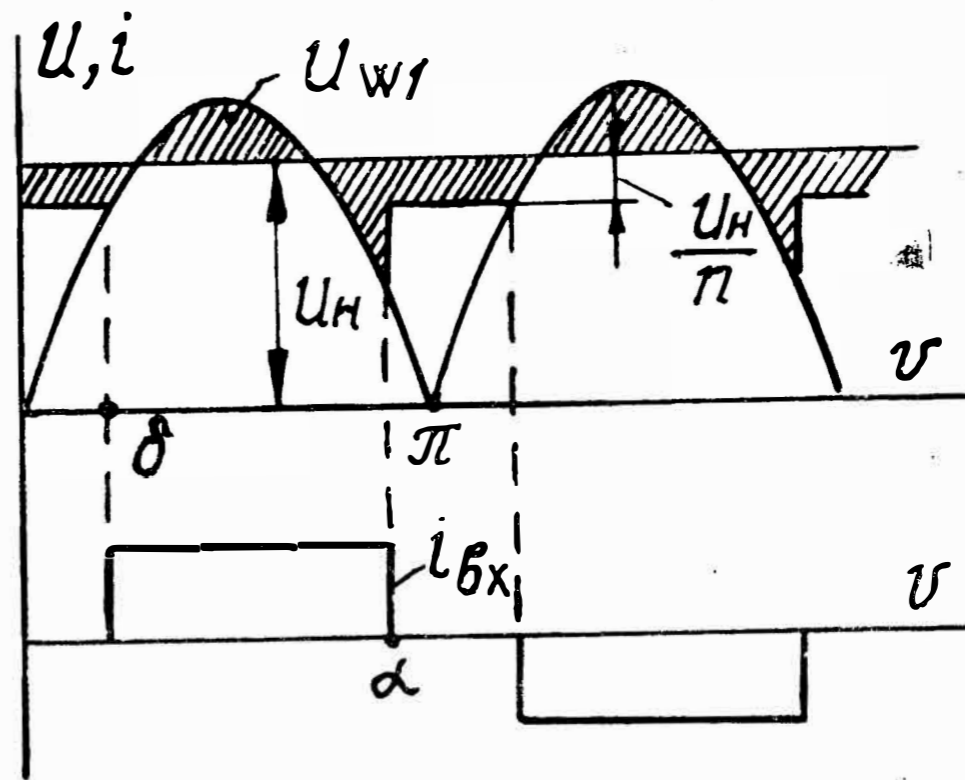


Рис. 3.1. Управляемый выпрямитель с переключаемыми витками сглаживающего дросселя и ступенчатым входным током: а — схема; б — временные диаграммы



а.



б.

Рис. 3.2. Управляемый выпрямитель с переключаемыми витками сглаживающего дросселя и прерывистым входным током: а — схема; б — временные диаграммы

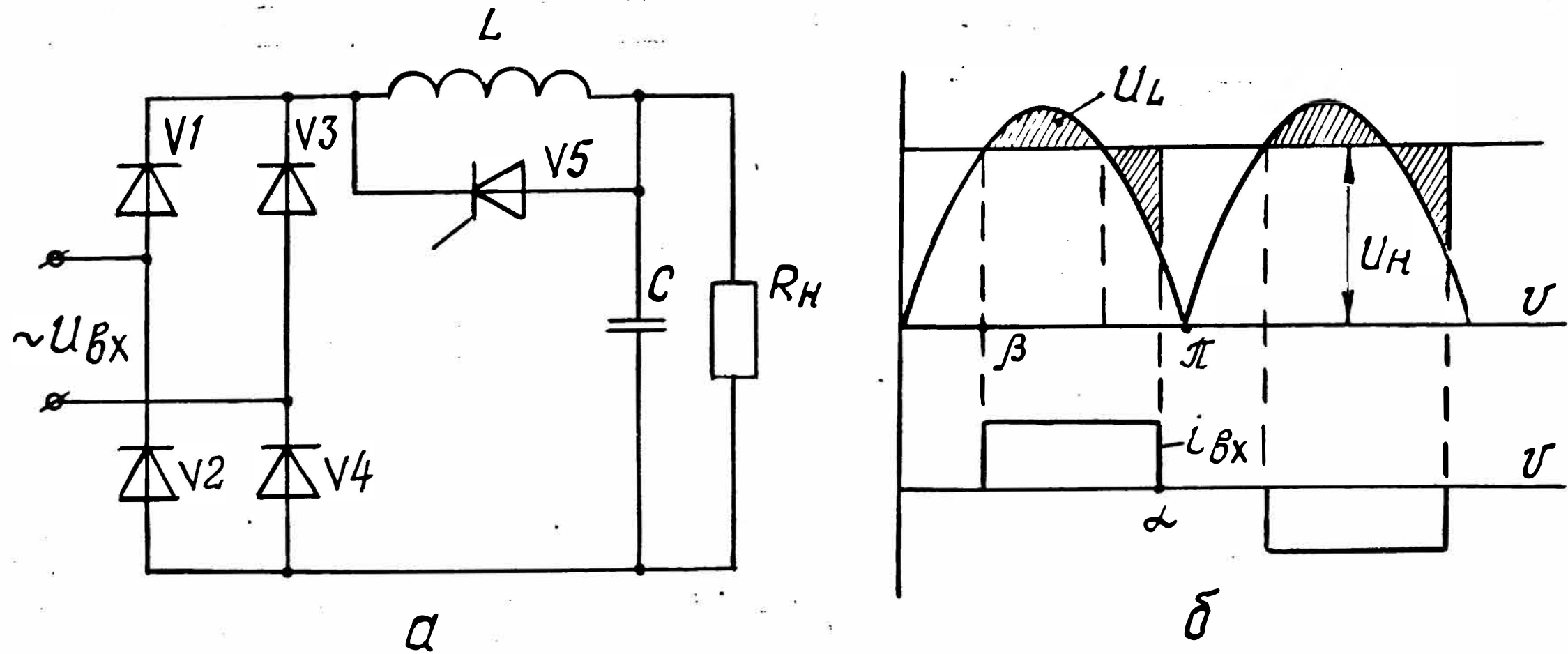


Рис. 3.3. Повышающий выпрямитель с «закорачиваемым» дросселем фильтра: а — схема; б — временные диаграммы

ми органами, изображенные на рис. 3.1, 3.2, 3.3 [18, 19]. В схеме по рис. 3.1 на интервале $0 \leq \vartheta \leq \alpha$ ток протекает через диоды V_1, V_4 (либо V_2, V_3) и суммарные витки обмотки дросселя. При угле $\vartheta > \beta = \arcsin K_U$, когда напряжение дросселя меняет знак и приобретает полярность, обозначенную на рисунке без скобок, к тиристор V_5 (или V_6) приложено прямое напряжение, и он может быть включен. При включении V_5 (угол α) диод V_1 закрывается, и ток дросселя переводится в витки W_1 . В силу непрерывности магнитного потока ток обмотки W_1 скачком возрастает. При угле $(\pi - \beta)$ напряжение на обмотках дросселя вновь меняет знак (на рис. 3.1 обозначено в скобках), закрывается тиристор V_5 , и ток переводится в суммарные витки. Как видно из диаграмм, ток сети имеет ступенчатую форму и при включении тиристор в момент появления на них положительного напряжения (или при замене тиристор диодами) симметричен, а его первая гармоника совпадает по фазе с питающим напряжением.

В схеме по рис. 3.2 при угле $\vartheta > (\pi - \beta)$ напряжение на обмотке W_2 имеет полярность, обозначенную в скобках. Если его величина превышает питающее, то можно включить тиристор V_5 , диоды моста закроются, ток дросселя переведется в суммарные витки W_2 , и он начнет отдавать энергию через тиристор, минуя сеть. Входной ток становится прерывистым.

Регулирующим элементом схемы по рис. 3.3. является тиристор V_5 , включенный параллельно сглаживающему дросселю. При угле $(\pi - \beta)$, когда напряжение на дросселе приобретает знак, обозначенный в скобках, тиристор может быть включен. К диодам моста в запирающем направлении приложится напряжение $(U_{II} - U_{BX})$, ток дросселя замыкается через тиристор, и его энергия до угла $(\pi + \beta)$ отдаваться не будет (если пренебречь потерями в дросселе и тиристоре, то она сохранится на уровне, соответствующем углу α). Приравняв нулю средние напряжения дросселей, получим следующие выражения для коэффициентов передачи рассматриваемых устройств:

$$K_U = \begin{cases} \frac{2 - (\cos \alpha + \cos \beta)(1 - n)}{\pi n + (1 - n)(\alpha + \beta)} & \text{— для схемы по рис. 3.1;} \\ \frac{n(\cos \delta - \cos \alpha)}{\pi + (n - 1)(\alpha - \delta)} & \text{— для схемы по рис. 3.2;} \\ \left. \begin{array}{l} \frac{\cos \beta - \cos \alpha}{\alpha - \beta} \text{ при } \alpha \leq \pi, \\ \frac{2 + \cos \alpha + \cos \beta}{\alpha - \beta} \text{ при } \alpha \geq \pi \end{array} \right\} & \text{— для схемы по рис. 3.3.} \end{cases} \quad (3.1)$$

Здесь $n = W_2/W_1$ — коэффициент трансформации дросселя;

$$\beta = \arcsin K_U; \quad \delta = \arcsin [K_U (1 - 1/n)].$$

Максимум коэффициента передачи соответствует углу регулирования $\alpha = \pi - \beta$ для схем по рис. 3.1, 3.3 и $\alpha = \pi - \delta$ — для схемы по рис. 3.2. Подставляя данные углы в приведенные выше уравнения, получим

$$K_{U_{\max}} = \begin{cases} \frac{1 + (n - 1) \cos \beta}{n\pi/2 - (n - 1)\beta} & \text{— для схемы по рис. 3.1;} \\ \frac{2n \cos \delta}{n\pi - 2\delta(n - 1)} & \text{— для схемы по рис. 3.2;} \\ 1 & \text{— для схемы по рис. 3.3.} \end{cases}$$

Графики зависимости $K_{U_{\max}} = f(n)$ представлены на рис. 3.4. Видно, что в выпрямителях с переключаемыми витками дросселя коэффициент передачи $K_{U_{\max}}$ увеличивается с ростом n , причем схеме со ступенчатым входным током свойственны более высокие значения $K_{U_{\max}}$ при том же n . Для каждой из рассматриваемых схем $K_{U_{\min}} = 2/\pi$ поэтому возможный диапазон регулирования коэффициента передачи в данных устройствах невелик. В плане регулируемого преобразователя больший интерес представляет схема по рис. 3.3. (один дополнительный триодный тиристор, однообмоточный дроссель). Устройство по рис. 3.1 представляет наибольший практический интерес с неуправляемыми дополнительными вентилями. Важно, что в данной схеме ступенчатая форма входного тока обеспечивается без

применения полностью управляемых ключей. Рассмотрим более подробно характеристики названных выпрямителей.

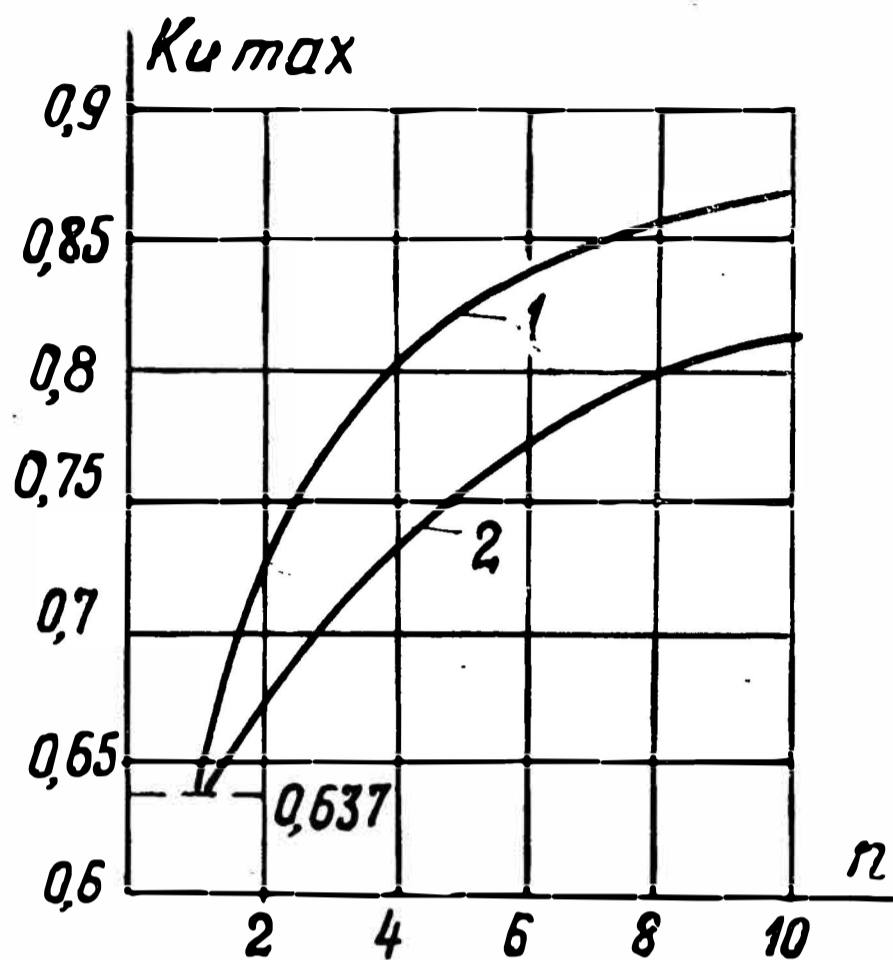
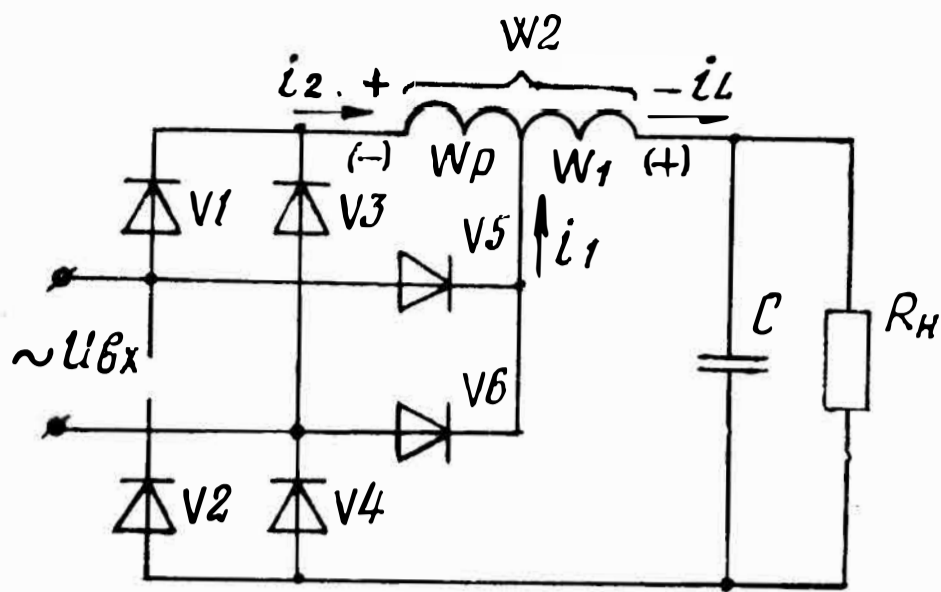


Рис. 3.4. Зависимость максимального коэффициента передачи по напряжению $K_{U \max}$ от соотношения витков обмоток дросселя n : 1 — для схемы по рис. 3.1; 2 — для схемы по рис. 3.2

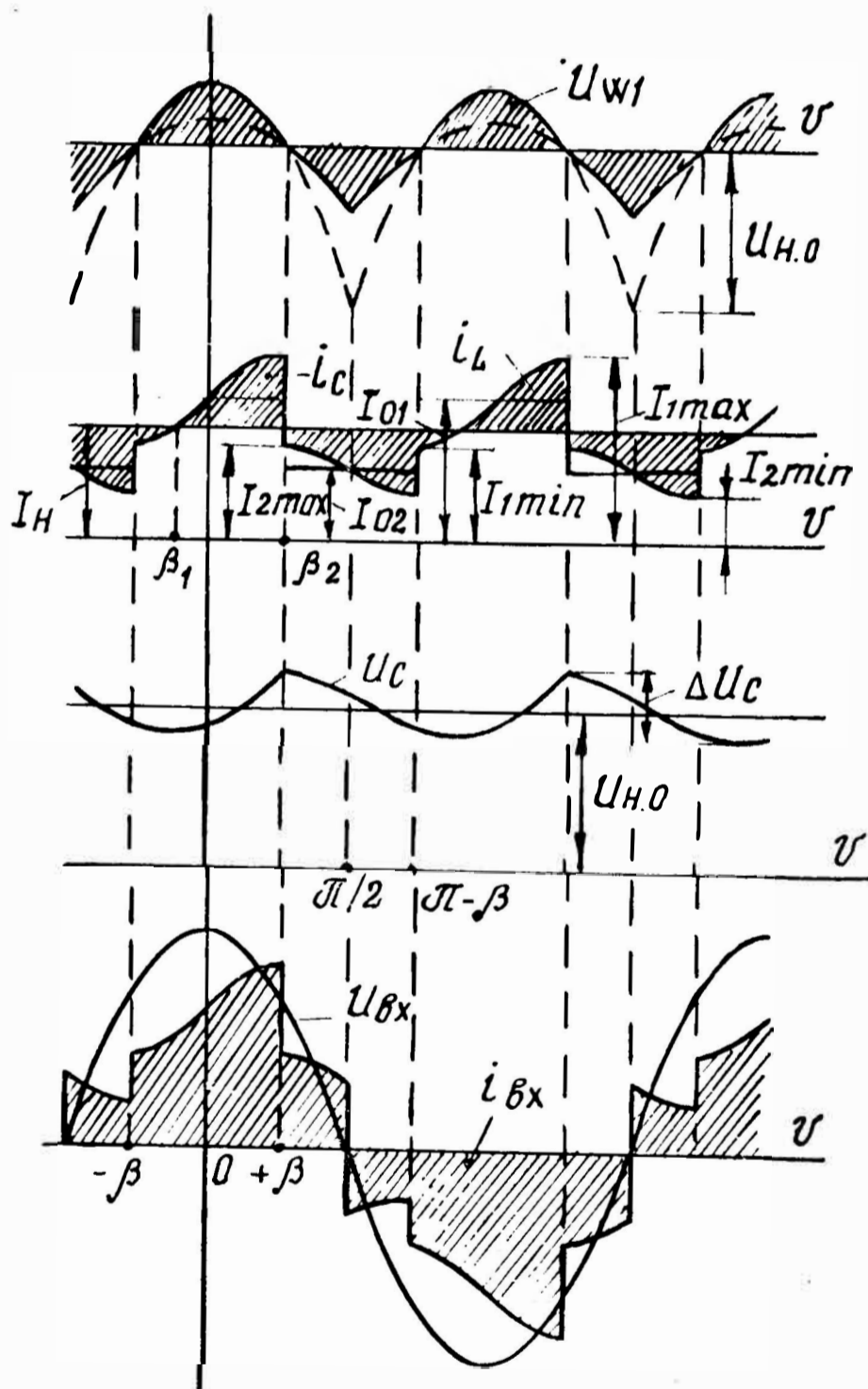
Неуправляемый выпрямитель с вентиляльно-индуктивным формированием входного тока

Схема устройства и диаграммы переходных процессов представлены на рис. 3.5. При рассмотрении ее работы и анализе в дополнение к допущениям, принятым в предыдущей главе, будем полагать, что индуктивность рассеяния дросселя пренебрежимо мала, и коммутация тока из одной обмотки в другую происходит мгновенно.

Если мгновенное абсолютное значение входного напряжения превышает выходное U_H , то сглаживающий дроссель L накапливает энергию с полярностью напряжения на обмотках, указанной на рис. 3.5, *a* (без скобок). При этом вентили V_1 и V_3 заперты, а ток дросселя $i_L = i_1$ замыкается по обмотке W_1 , диоды V_5 ,



а



б

Рис. 3.5. Неуправляемый выпрямитель с вентильно-индуктивным формированием входного тока: а — схема; б — временные диаграммы

V_4 или V_6 , V_2 в зависимости от полярности $U_{вх}$ (рис. 3.6, а, з). Уменьшение входного напряжения до $|U_{вх}| < U_H$ вызывает смену знака напряжения на обмотках дросселя, что приводит к запиранию диода V_5 (V_6) и отпиранию V_1 (V_3). Следовательно, расходование запасенной в дросселе энергии осуществляется током $i_L = i_2$, протекающим от источника входного напряжения по обмотке W_2 через V_1 , V_4 или V_3 , V_2 (рис. 3.6, б, в). Таким образом, в моменты равенства $|U_{вх}| = U_H$ производится перевод тока дросселя из обмотки W_1 в обмотку W_2 , и наоборот. Коммутация тока сопровождается скачкообразным изменением величины i_L , поскольку в силу

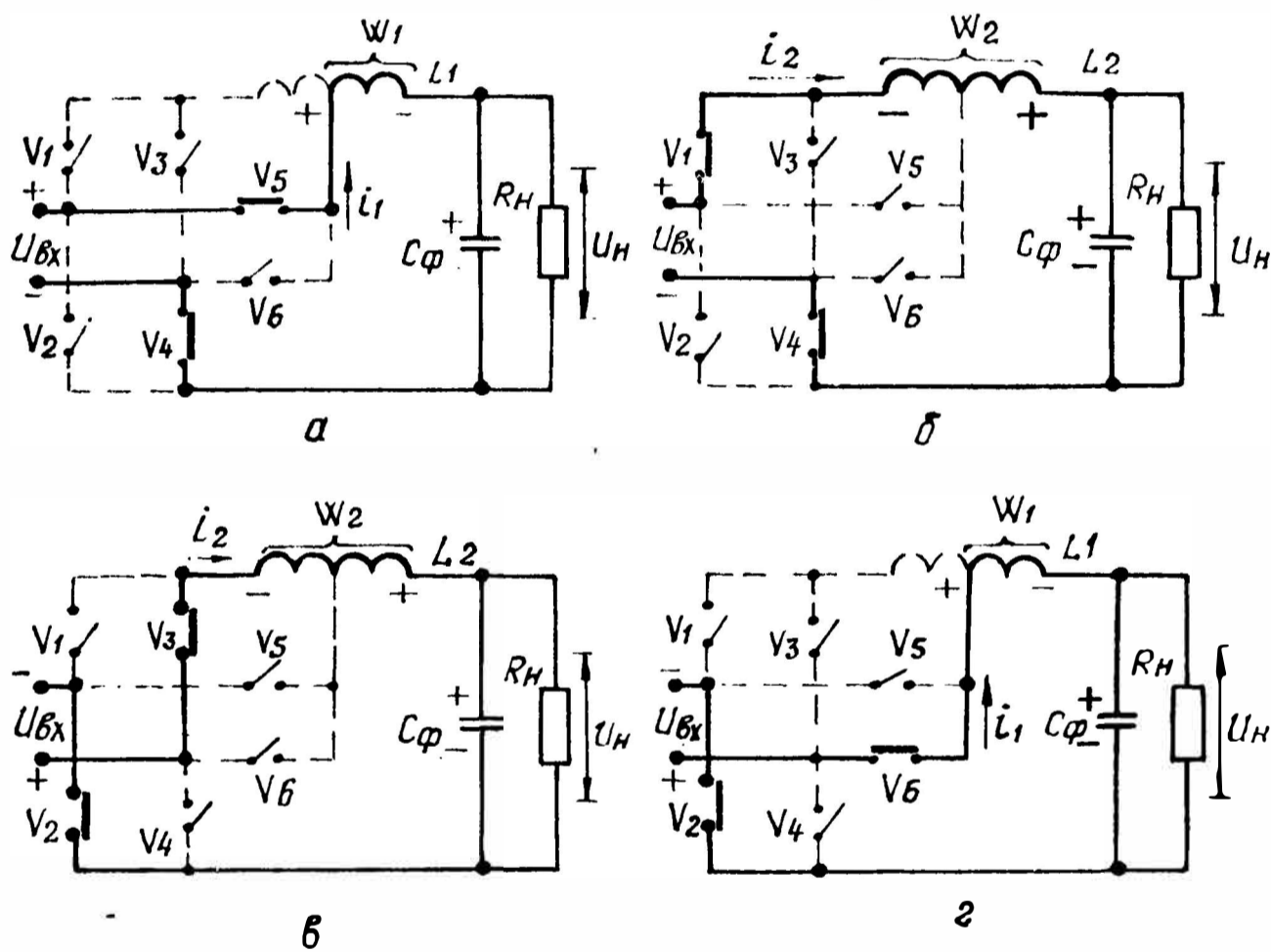


Рис. 3.6. Эквивалентные схемы выпрямителя по рис. 3.5 для угловых интервалов: а — $\beta \leq \vartheta \leq \beta$; б — $\beta \leq \vartheta \leq \pi/2$; в — $\pi/2 \leq \vartheta \leq (\pi - \beta)$; з — $(\pi - \beta) \leq \vartheta \leq (\pi + \beta)$

действия закона о непрерывности потокосцепления электромагнитного элемента выполняется равенство $i_1(\beta) = n \cdot i_2(\beta)$, где $n = W_2/W_1$. Здесь и в дальнейшем индексы 1 и 2 означают номера обмоток (см. рис. 3.5, а). При выбранной системе отсчета (см. рис. 3.5, б) выражение для коэффициента передачи (3.1) преобразуется к виду

$$K_U = \cos \beta = \frac{1 + (n - 1) \sin \beta}{\pi/2 + (n - 1) \beta}, \quad (3.2)$$

где

$$\beta = \arccos K_U.$$

Данное выражение трансцендентно относительно K_U , а так как K_U входит в большинство уравнений, описывающих процессы в схеме, то расчеты параметров приходится проводить численными методами. Интегрируя напряжение, приложенное к обмотке W_1 дросселя, получим следующие выражения для ее относительного тока:

$$i_L^* = \frac{i_L}{I_H} = \begin{cases} i_1^* = I_{1\min}^* + \frac{1}{X_{L1}^*} \left(\frac{A + \sin \vartheta}{K_U} - \vartheta \right) & \text{при } -\beta \leq \vartheta \leq \beta; \\ i_{21}^* = I_{2\max}^* - \frac{1}{n^2 \cdot X_{L1}^*} \left(\frac{A - \sin \vartheta}{K_U} + \vartheta \right) & \text{при } \beta \leq \vartheta \leq \pi/2; \\ i_{22}^* = I_{2(\pi/2)}^* + \frac{1}{n^2 \cdot X_{L1}^*} \left(\frac{1 - \sin \vartheta}{K_U} + \frac{\pi}{2} - \vartheta \right) & \text{при } \pi/2 \leq \vartheta \leq (\pi - \beta). \end{cases} \quad (3.3)$$

Здесь $A = \sin \beta - \beta \cdot \cos \beta$; $X_{L1}^* = \frac{\omega L_1}{R_H}$; L_1 — индуктивность дросселя по обмотке W_1 ; I^* , $i^* = I$, i/I_H .

Используя равенства

$$I_{1\min}^* = n \cdot I_{2\min}^* = n \cdot i_{22(\pi-\beta)}^*; \quad I_{2\max}^* = I_{1\max}^*/n = i_{1(\beta)}^*/n;$$

$$I_{2(\pi/2)}^* = i_{21(\pi/2)}^*; \quad \frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\pi-\beta} i_L^* \cdot d\vartheta = I_H,$$

систему уравнений (3.3) можно преобразовать к следующему виду:

$$i_L^* = \begin{cases} \left[\frac{n}{M} + \frac{1}{X_{L1}^*} \left[\frac{\sin \vartheta}{K_U} - \vartheta \right] \right] & \text{при } -\beta \leq \vartheta \leq \beta; \\ \left[\frac{1}{M} + \frac{1}{n^2 \cdot X_{L1}^*} \left[\frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{1 - \sin \vartheta}{K_U} \right] \right] & \text{при } \beta \leq \vartheta \leq \pi/2; \\ \left[\frac{1}{M} + \frac{1}{n^2 \cdot X_{L1}^*} \left[\frac{\pi}{2} - \vartheta + \frac{1 - \sin \vartheta}{K_U} \right] \right] & \text{при } \frac{\pi}{2} \leq \vartheta \leq \pi - \beta. \end{cases} \quad (3.4)$$

Здесь $M = 1 + 2\beta(n-1)/\pi$.

Как видим, каждое из уравнений имеет постоянную и переменную составляющую (соответственно первое и второе слагаемое), причем переменная составляющая обратно пропорциональна X_{L1}^* . Нетрудно показать, что в пределах непрерывности тока i_L (т. е. в пределах: $-\beta \div \beta$; $\beta \div \pi - \beta$) интеграл от переменной составляющей равен нулю. Поэтому средние за интервал непрерывности значения тока дросселя (см. рис. 3.5, б):

$$I_{01}^* = n/M; I_{02}^* = 1/M. \quad (3.5)$$

Ток обмотки W_1 минимален при угле $\vartheta = -\beta$. Подставляя данный угол в (3.4) и приравнивая $X_{L1}^* = X_{L1\text{кр}}^*$, $i_L^* = 0$, получим

$$X_{L1\text{кр}}^* = \frac{AM}{n \cdot K_U}. \quad (3.6)$$

В соответствии с выражением (1.13) коэффициент габаритной мощности дросселя рассматриваемого устройства

$$K_L = \frac{\omega L_1 \cdot I_{1\text{max}}}{P_H} [I_{W1д} + (n-1) I_{Wр.д}] = X_{L1}^* \cdot I_{1\text{max}}^* \times \\ \times [I_{W1д}^* + (n-1) \cdot I_{Wр.д}^*], \quad (3.7)$$

где $I_{W1д}^* = \frac{I_{W1д}}{I_H}$; $I_{Wр.д}^* = \frac{I_{Wр.д}}{I_H}$ — относительная величина действующего тока обмоток W_1 и W_p .

$I_{1\text{max}}^*$ соответствует углу β . Из первого уравнения системы (3.4) с учетом (3.6) получим

$$I_{1\text{max}}^* = i_{L(\beta)}^* = \frac{n}{M} \left(1 + \frac{1}{B} \right), \quad (3.8)$$

где $B = \frac{L_1}{L_{1\text{кр}}}$ — коэффициент запаса.

Действующие токи обмоток:

$$I_{W1д}^* = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\pi-\beta} (i_L^*)^2 \cdot d\vartheta} = \sqrt{K_{i1} + \frac{F_{i1}}{B^2}}; \quad (3.9)$$

$$I_{\text{врд}}^* = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\beta}^{\pi-\beta} (i_L^*)^2 \cdot d\vartheta} = \sqrt{K_{i2} + \frac{F_{i2}}{B^2}}.$$

Здесь

$$K_{i1} = \frac{1}{M^2} \left[1 + (n^2 - 1) \frac{2\beta}{\pi} \right]; \quad K_{i2} = \frac{1}{M^2} \left(1 - \frac{2\beta}{\pi} \right);$$

$$F_{i2} = \frac{1}{\pi (X_{L\text{кр}}^*)^2 \cdot n^4} \left[\int_{\beta}^{\pi/2} \left(\frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{1 - \sin \vartheta}{K_U} \right)^2 d\vartheta + \right. \\ \left. + \int_{\pi/2}^{\pi-\beta} \left(\frac{\pi}{2} - \vartheta + \frac{1 - \sin \vartheta}{K_U} \right)^2 \cdot d\vartheta \right];$$

$$F_{i1} = \frac{1}{\pi (X_{L\text{кр}}^*)^2} \int_{-\beta}^{\beta} \left(\frac{\sin \vartheta}{K_U} - \vartheta \right)^2 d\vartheta + F_{i2}.$$

Подставляя равенства (3.8), (3.9) в (3.7), имеем

$$K_L = X_{L\text{кр}}^* (1 + B) \frac{n}{M} \left[\sqrt{K_{i1} + F_{i1}/B^2} + \right. \\ \left. + (n - 1) \sqrt{K_{i2} + F_{i2}/B^2} \right]. \quad (3.10)$$

На рис. 3.7 представлены графики $X_{L\text{кр}}^*$, K_{i1} , K_{i2} , F_{i1} , F_{i2} , $K_L = f(n)$. Видно, что относительная величина габаритной мощности дросселя (K_L) уменьшается с ростом n , т. е. рассматриваемый выпрямитель по сравнению с классической мостовой схемой имеет меньшую мощность дросселя в критическом режиме его работы. Обычно прерывистый характер токов в обмотках электромагнитных элементов приводит к увеличению их расчетной мощности. В исследуемом устройстве с ростом n увеличивается выходное напряжение и, следовательно, мощность, выделяемая на том же сопротивлении нагрузки. Именно этот фактор оказывается преобладающим [в выражении (1.13) знаменатель растет быстрее числителя]. При прерывистом характере тока, поступающего в параллельно соединенные фильтровой конденсатор и нагрузку, под относительным коэффициентом пульсаций удобно понимать величину

$$K_{пл}^{**} = K_{пл} \cdot \omega \cdot R_H \cdot C. \quad (3.11)$$

Ток конденсатора фильтра

$$i_c^* = i_{ci} / I_{II} = i_L^* - 1.$$

При известных углах β_1, β_2 перехода данного тока через нуль для определения $K_{пл}^{**}$ можно использовать выражение (2.9). В изображенных на рис. 3.5, б диаграммах токов угол β_2 совпадает с $+\beta$, а β_1 находится в пределах $-\beta < \beta_1 < 0$. Очевидно, что точки пересечения i_L и I_{II} определяются сочетанием параметров n и B . Назовем граничными коэффициентами запаса $B_{Г1}, B_{Г2}$ величины B , при превышении которых выполняются равенства: $\beta_1 = -\beta, \beta_2 = +\beta$. Как показывает анализ,

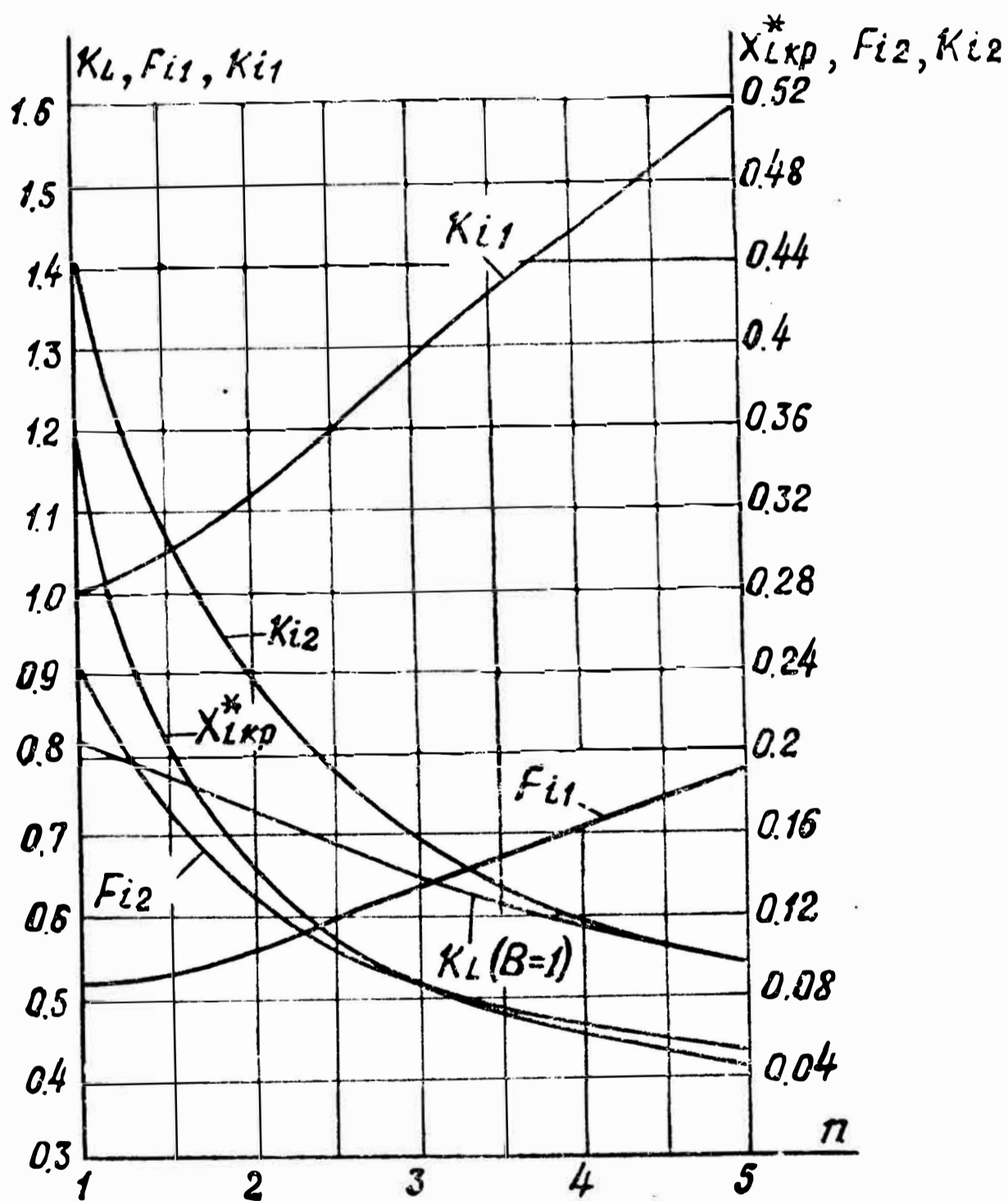


Рис. 3.7. Зависимости основных параметров сглаживающего дросселя в выпрямителе по рис. 3.5 от коэффициента трансформации его обмоток

$B_{r1} > B_{r2}$, т. е. условие равенства $\beta_1 = -\beta$ является более жестким. Подставляя $\vartheta = -\beta$ в (3.4) и приравнявая i_L^* единице, с учетом (3.6), получим

$$B_{r1} = \frac{n}{n - M} = \frac{n}{(n - 1)(1 - 2\beta/\pi)}. \quad (3.12)$$

Если $B > B_{r1}$, то коэффициент пульсаций не зависит от B и определяется только коэффициентом трансформации n . Действительно,

$$\begin{aligned} K_{пл}^{**} (B > B_{r1}) &= K_{пл\min}^{**} = \frac{1}{2} \int_{-\beta}^{\beta} i_c^* \cdot d\vartheta = \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\beta}^{\beta} (I_{01}^* - 1) d\vartheta = \beta \left(\frac{n}{M} - 1 \right). \end{aligned} \quad (3.13)$$

На рис. 3.8 показаны зависимости B_{r1} , $K_{пл\min}^{**} = f(n)$. Таким образом, в рассматриваемом выпрямителе с целью снижения пульсаций выходного напряжения относительное сопротивление дросселя целесообразно увеличивать лишь до величины $X_{L1}^* = B_{r1} \cdot X_{L1\text{кр}}^*$. При $B < B_{r1,2}$ углы β_1, β_2 в явном виде выразить не удастся. Поэтому расчет $K_{пл}^{**} (B < B_{r1})$ целесообразно проводить численно по выражению

$$K_{пл}^{**} = \frac{1}{2} \left[\left(\int_{-\beta}^{\vartheta} i_c^* \cdot d\vartheta \right)_{\max} - \left(\int_{-\beta}^{\vartheta} i_c^* \cdot d\vartheta \right)_{\min} \right]. \quad (3.14)$$

Графики зависимостей $K_{пл}^{**} = f(n, B)$ представлены на рис. 3.8, 3.9. Видно, что с ростом n относительный коэффициент пульсаций $K_{пл}^{**}$ увеличивается. Если дроссель работает в режиме непрерывного магнитного потока, то величина его индуктивности оказывает влияние на $K_{пл}^{**}$ в диапазоне $K_{пл\min}^{**} \div K_{пл}^{**} (B = 1)$ (см. рис. 3.8). В установившемся режиме амплитуда обратного напряжения, прикладываемого к вентилям, а также их средние и действующие токи равны

$$\begin{aligned} U_{\text{обр} V1,3}^* &= 1 + (n - 1)(1 - \cos \beta); I_{\text{ср} V1,3}^* = \\ &= \frac{\pi - 2\beta}{2\pi M}; I_{\text{д} V1,3}^* = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\beta}{\pi}}; \end{aligned}$$

$$U_{m \text{ обр } V_{2,4}}^* = 1; I_{\text{ср } V_{2,4}}^* = 1/2; I_{\text{д } V_{2,4}}^* = \\ = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{\beta}{\pi} (n^2 - 1)};$$

$$U_{m \text{ обр } V_{5,6}}^* = 1; I_{\text{ср } V_{5,6}}^* = \frac{n \cdot \beta}{\pi M}; I_{\text{д } V_{5,6}}^* = \frac{n}{M} \sqrt{\frac{\beta}{\pi}}.$$

Здесь $U_{m \text{ обр}}^* = U_{m \text{ обр}}/U_m$; $I_{\text{ср}}^* = I_{\text{ср}}/I_{\text{н}}$; $I_{\text{д}}^* = I_{\text{д}}/I_{\text{н}}$.

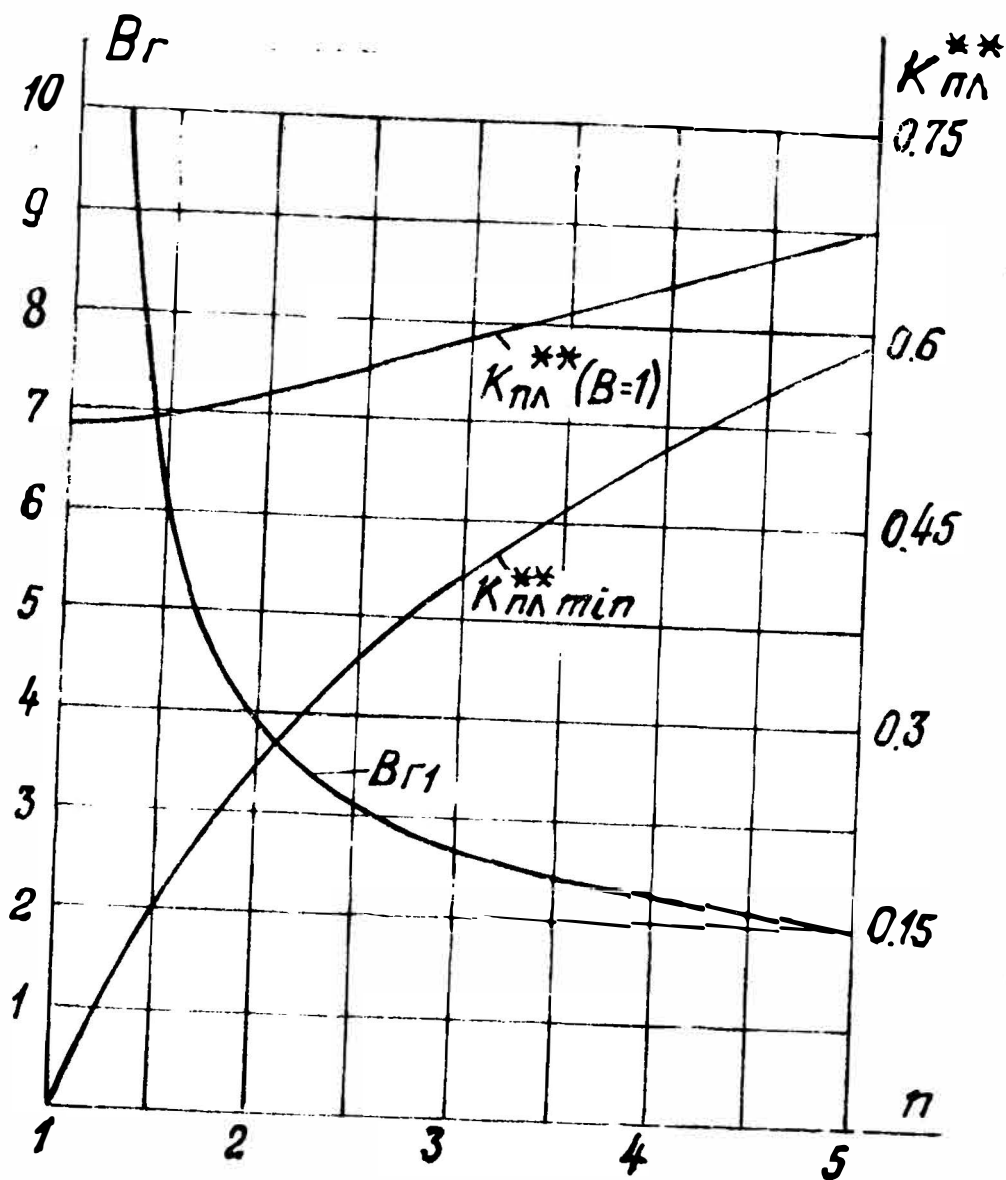


Рис. 3.8. Зависимости граничного коэффициента запаса дросселя по индуктивности B_r и относительного коэффициента пульсаций $K_{\text{пл}}^{**}$ от коэффициента трансформации n

Следует отметить, что в момент включения выпрямителя, когда $U_{\text{вх}} = U_m$, а $U_{\text{н}} = 0$, к вентилям $V_{1,3}$ прикладывается увеличенное обратное напряжение $U_{m \text{ обр } V_{1,3 \text{ max}}}^* = n$. Выражение для суммарного коэффициента расчетной мощности вентиляй, полученное в со-

ответствии с (2.17) с использованием приведенных выше уравнений, имеет вид

$$K_{V\Sigma} = 2 \frac{\Delta U_0^*}{K_U} + \frac{2}{M^2} \left[1 + \frac{2\beta}{\pi} (n^2 - 1) \right] R_d^* =$$

$$= 2 \left(\frac{\Delta U_0^*}{K_U} + K_{ид} \cdot R_d^* \right). \quad (3.15)$$

На рис. 3.10 показаны зависимости $I_{ср V}^*$, $K_{ид} = f(n)$. Сравнивая коэффициенты расчетной мощности вентиля в схемах, имеющих разные коэффициенты передачи по напряжению, необходимо иметь в виду, что

$$R_d^* = \frac{R_d}{R_H} = \frac{R_d \cdot P_{II}}{K_U^2 \cdot U_m^2}, \quad (3.16)$$

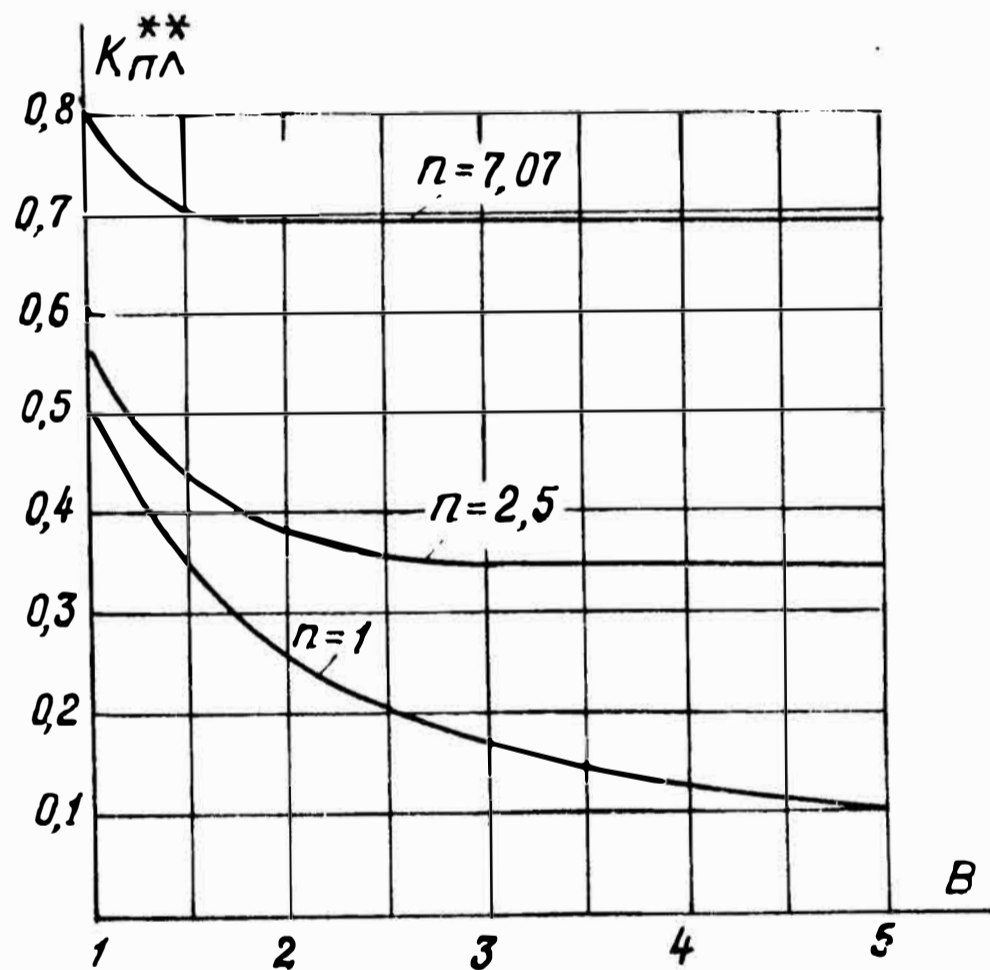


Рис. 3.9. Зависимости относительного коэффициента пульсаций $K_{пл}^{**}$ от коэффициента запаса дросселя по индуктивности B для различных коэффициентов трансформации n

т. е. при фиксированной мощности нагрузки P_{II} величина R_d^* обратно пропорциональна квадрату коэффициента передачи. Расчеты показывают, что отношение $K_{ид}/K_U^2$ с ростом n изменяется незначительно. Поэтому, несмотря на увеличенное число вентиля в рассматри-

ваемой схеме, суммарный коэффициент их расчетной мощности меньше аналогичного параметра классического мостового выпрямителя ($n=1$). Коэффициент мощности исследуемого устройства

$$\chi = \frac{\sqrt{2} \cdot K_U}{I_{\text{вх.д}}/I_{\text{н}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot K_U}{I_{\text{в1д}}^*} = \frac{2\sqrt{2}[1 + (n-1) \cdot \sin\beta]}{\pi \sqrt{1 + (n^2-1) \frac{2\beta}{\pi} + F_{i1} \left(\frac{M}{B}\right)^2}}. \quad (3.17)$$

При выводе данного выражения использованы (2.13), (3.2), (3.9). Графики функций $\chi=f(n, B)$ представлены на рис. 3.11. Видно, что коммутация тока сглаживающего дросселя, реализуемая в схеме по рис. 3.5, обеспечивает увеличение коэффициента мощности, причем максимум χ соответствует $n \simeq 2$. Если пульсации тока дросселя на участках его непрерывности пренебрежимо малы ($B \rightarrow \infty$), то $\chi_{\text{max}} \simeq 0,972$.

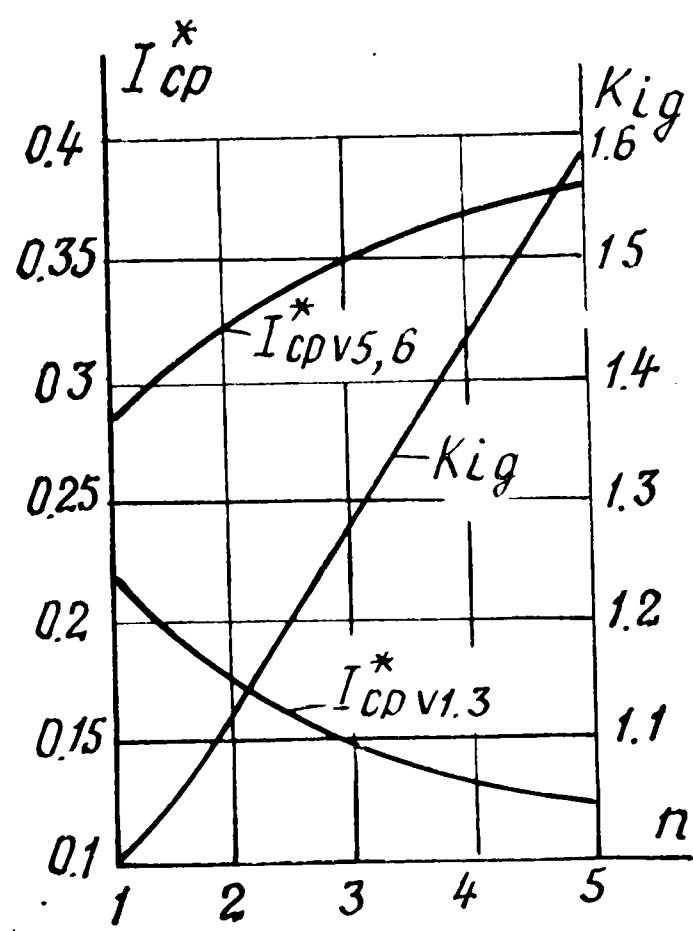


Рис. 3.10. Зависимости параметров, характеризующих токовую нагрузку вентиля, от коэффициента трансформации обмоток дросселя

Таким образом, рассмотренное техническое решение по сравнению с классическим мостовым выпрямителем обеспечивает увеличенный коэффициент переда-

чи, большой коэффициент мощности. Ему свойственна также уменьшенная габаритная мощность сглаживающего дросселя. Однако для получения тех же пульсаций выходного напряжения необходима большая емкость конденсатора фильтра (при $n=2$, $B=1$ увеличение емкости составляет около 7%). Учитывая, что максимум коэффициента мощности наблюдается при $n \simeq 2$, вместо одного двухобмоточного дросселя можно использовать два однообмоточных и включить их по схеме рис. 1.11, д. Так как при этом ток через обмотки дросселей течет непрерывно, то их суммарная габаритная мощность меньше мощности дросселя рассмотренной схемы (см. рис. 3.5). Отметим, что при таком включении увеличивается расчетная мощность вентильного комплекта (ток дросселей одновременно замыкается через большее число вентиляей).

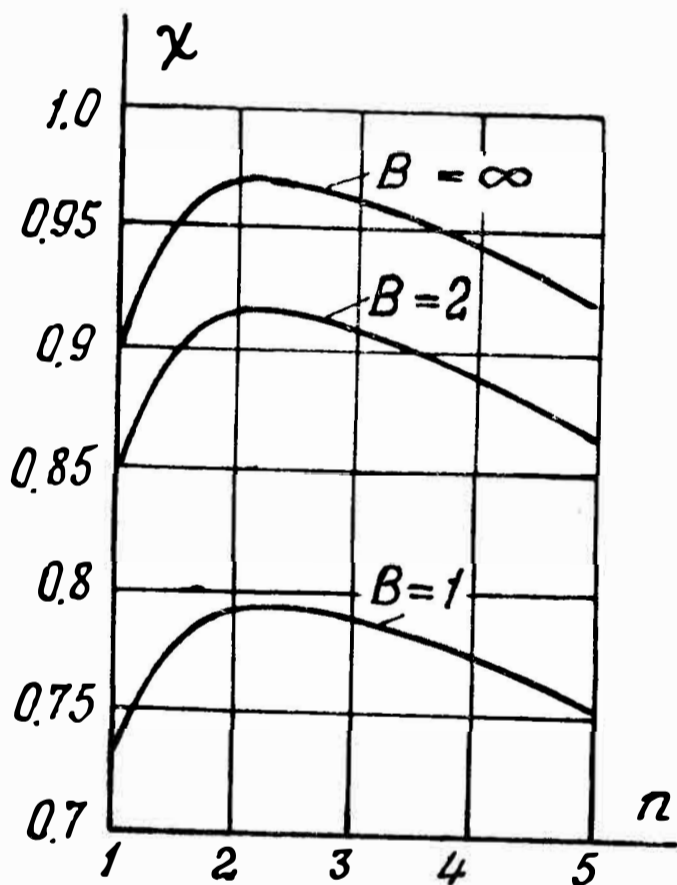


Рис. 3.11. Зависимости коэффициента мощности χ от коэффициента трансформации дросселя n для различных коэффициентов запаса по индуктивности B

Идею формирования входного тока с помощью дроссельно-вентильных цепей можно использовать и в трехфазных выпрямителях. На рис. 3.12 представлена схема, содержащая два трехфазных однополупериодных звена, включенных по выходу последовательно. Когда фазное напряжение становится равным напряжению на фильтровых конденсаторах $C_{\phi 1}$, $C_{\phi 2}$, ток дросселей коммутируется из обмоток W_1 в W_2 (и наоборот), что обеспечивает ступенчатую форму тока каждой из фаз. Анализ приводит к следующим равенствам для коэффициентов передачи и мощности данного выпрямителя:

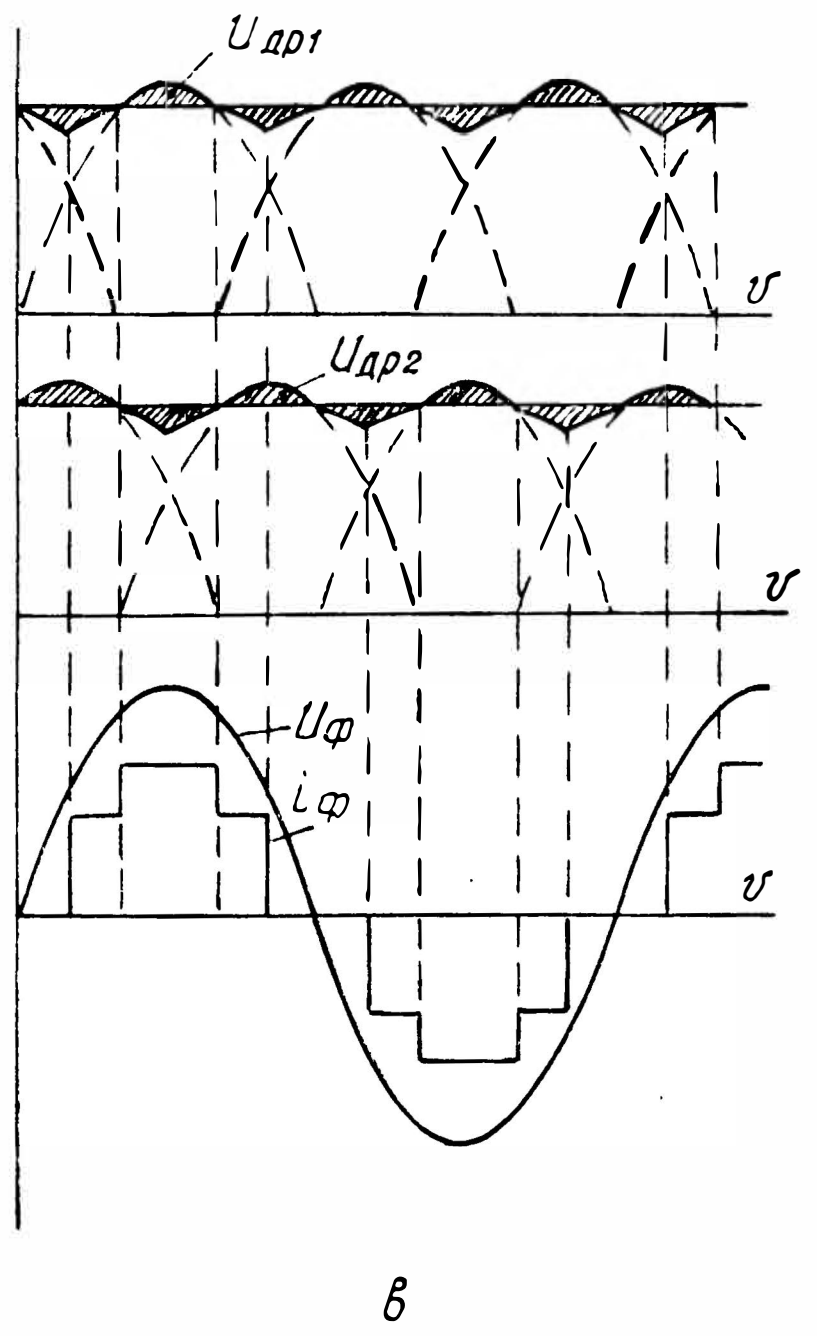
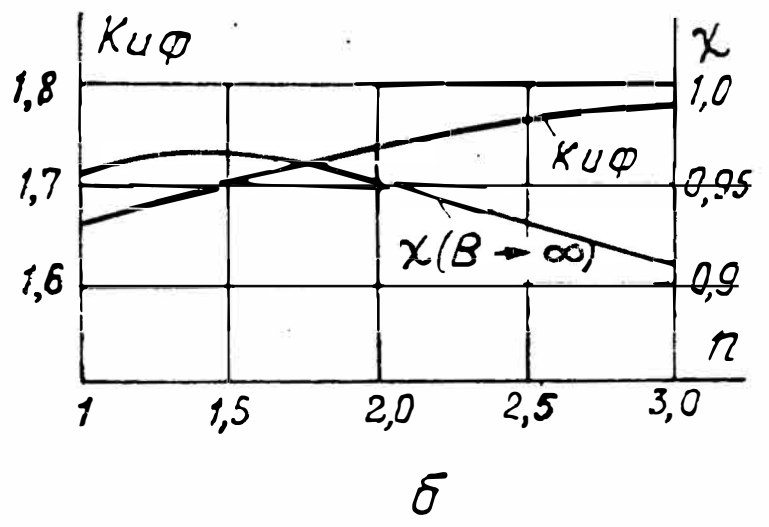
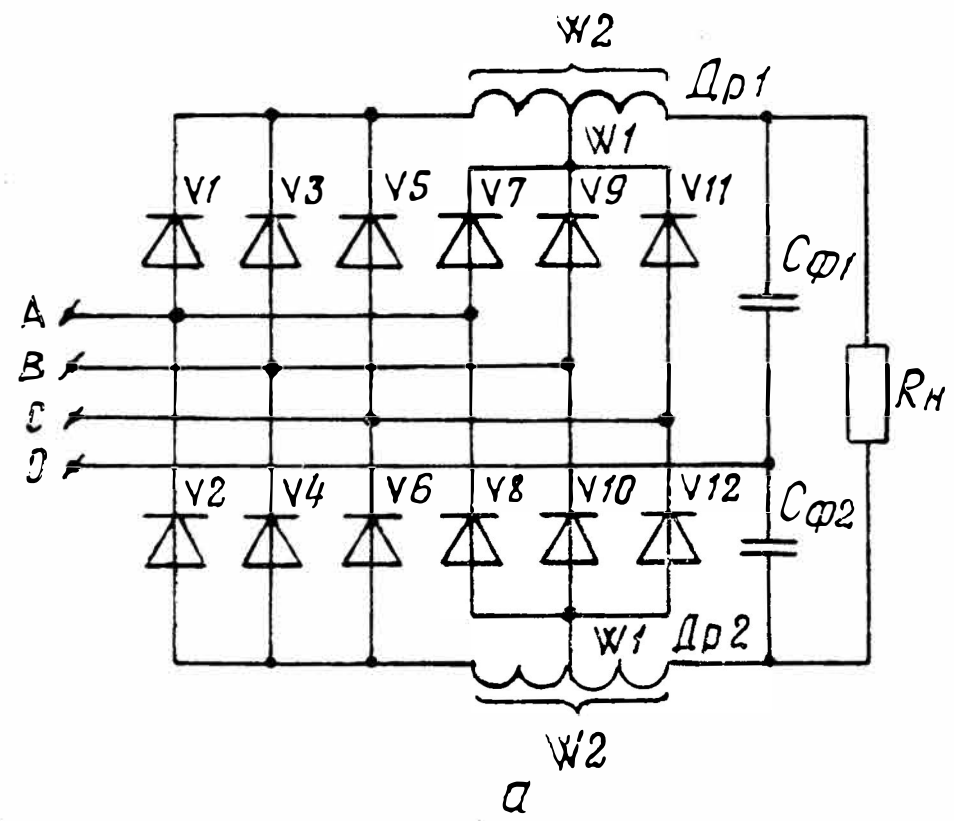


Рис. 3.12. Трехфазный составной выпрямитель с вентильно-индуктивным формированием входного тока: а — схема; б — зависимости коэффициентов передачи фазного напряжения $K_{u\phi}$ и мощности χ от коэффициента трансформации дросселя n ; в — временные диаграммы

$$K_{\text{УФ}} = 2 \sin \beta = 2 \frac{\sqrt{3} + 2(n-1) \cos \beta}{\pi \left(n - \frac{1}{3} \right) - 2\beta(n-1)};$$

$$\chi_{(B=\infty)} = \frac{\sqrt{2} [\sqrt{3} + 2(n-1) \cos \beta]}{\pi \sqrt{n^2 - \frac{1}{3} + 2 \frac{\beta}{\pi} (1 - n^2)}}.$$

Приведенные на рис. 3.12, б графики показывают, что коммутация тока дросселя в данной схеме приводит к меньшим изменениям как χ , так и $K_{\text{УФ}}$, причем увеличение коэффициента мощности наблюдается лишь в области малых n .

Управляемый выпрямитель
С «закорачиваемым» дросселем фильтра

Эквивалентные схемы устройства по рис. 3.3, а также временные диаграммы представлены на рис. 3.13. Интегрируя напряжение, приложенное к дросселю фильтра, и используя для нахождения начальных условий равенство

$$I_{\text{н}} = \frac{1}{\pi} \int_{\beta}^{\alpha} i_L \cdot d\vartheta,$$

после преобразований уравнение для относительного тока дросселя можно представить в следующем виде:

$$i_L^* = \frac{i_L}{I_{\text{н}}} = N \left(1 - \frac{F_{iL}}{\pi \cdot X_L^*} \right). \quad (3.18)$$

Здесь $N = \frac{\pi}{\alpha - \beta}$; $X_L^* = \frac{\omega L}{R_{\text{н}}}$; α — угол — регулирования;

β — угол равенства входного и выходного напряжений;
 F_{iL} — функция переменной составляющей тока.

На интервале $0,5\pi \leq \alpha \leq \pi$

$$F_{iL} = \begin{cases} 1 + \frac{(\alpha - \beta) \cos \beta - \sin \alpha}{\sin \beta} - \frac{(\alpha - \beta)^2}{2} & \text{при } 0 \leq \vartheta \leq \beta; \alpha \leq \vartheta \leq \pi; \\ 1 + \frac{(\alpha - \beta) \cos \vartheta - \sin \alpha}{\sin \beta} - (\alpha - \beta) \left(\frac{\alpha + \beta}{2} - \vartheta \right) & \text{при } \beta \leq \vartheta \leq \alpha, \end{cases} \quad (3.19)$$

а на интервале $\pi \leq \alpha \leq (\pi + \beta)$:

$$F_{iL} = \begin{cases} 1 + \frac{\sin \alpha + (\pi - \beta) (\cos \alpha + \cos \beta) + (\alpha - \beta) \cos \vartheta}{\sin \beta} - \\ - \frac{(\alpha - \beta)^2}{2} + (\alpha - \beta) \vartheta \quad \text{при } 0 \leq \vartheta \leq (\alpha - \pi); \\ 1 + \frac{\sin \alpha + (\pi - \alpha) \cos \alpha + (\pi - \beta) \cos \beta}{\sin \beta} - \\ - \frac{(\alpha - \beta)^2}{2} + (\alpha - \beta) (\alpha - \pi) \quad \text{при } (\alpha - \pi) \leq \vartheta \leq \beta; \\ 1 + \frac{\sin \alpha + (\pi - \alpha) (\cos \alpha + \cos \beta) + (\alpha - \beta) \cos \vartheta}{\sin \beta} + \\ + \frac{(\alpha - \beta)^2}{2} - (\alpha - \beta) (\pi - \vartheta) \quad \text{при } \beta \leq \vartheta \leq \pi. \end{cases} \quad (3.20)$$

Учитывая, что $K_u = \sin \beta$, с учетом (3.1) связь между углами α и β описывается трансцендентными уравнениями:

$$(\alpha - \beta) \sin \beta = \begin{cases} \cos \beta - \cos \alpha & \text{при } 0,5\pi \leq \alpha \leq \pi; \\ 2 + \cos \alpha + \cos \beta & \text{при } \pi \leq \alpha \leq \pi + \beta. \end{cases} \quad (3.21)$$

Как видно из приведенных на рис. 3.13, г диаграмм, ток дросселя минимален на этапе его закороченного состояния. Приравнявая нулю выражение (3.18) и подставляя соответствующие функции F_{iL} , имеем:

$$X_{L_{кр}}^* = \frac{F_{iL}}{\pi} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \left[1 + \frac{(\alpha - \beta) \cos \beta - \sin \alpha}{\sin \beta} - \frac{(\alpha - \beta)^2}{2} \right] \quad \text{при } \alpha \leq \pi; \\ \frac{1}{\pi} \left[1 + \frac{\sin \alpha + (\pi - \alpha) \cos \alpha + (\pi - \beta) \cos \beta}{\sin \beta} + \right. \\ \left. + \frac{(\alpha - \beta)^2}{2} + (\alpha - \beta) (\alpha - \pi) \right] \quad \text{при } \pi \leq \alpha \leq (\pi + \beta). \end{cases} \quad (3.22)$$

Максимум тока дросселя наблюдается при угле $\vartheta = \pi - \beta$. Отношение

$$\frac{I_{L\max}}{I_H} = I_{L\max}^* = N \left(1 + \frac{F_a}{B} \right), \quad (3.23)$$

где $F_a = -\frac{F_{iL}(\vartheta = \pi - \beta)}{\pi \cdot X_{L\text{кр}}^*}$; $B = \frac{L}{L_{\text{кр}}}$ — коэффициент запаса индуктивности дросселя.

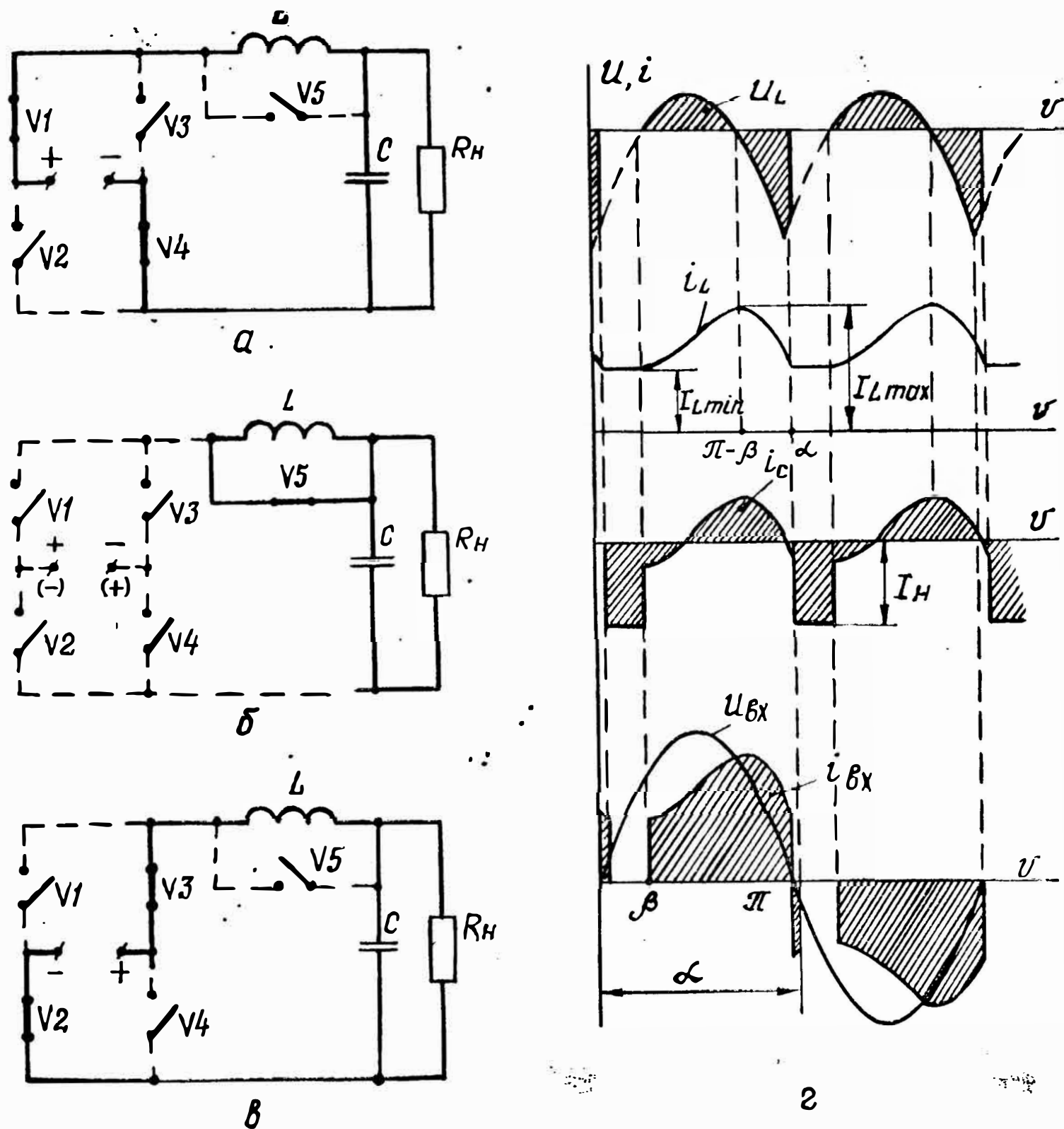


Рис. 3.13. Временные диаграммы (г) и эквивалентные схемы выпрямителя с «закорачиваемым» дросселем для интервалов а — $\beta \leq \vartheta \leq \pi$; б — $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi + \beta)$; в — $(\pi + \beta) \leq \vartheta \leq 2\pi$

Приведенный действующий ток дросселя

$$I_{Lд}^* = \frac{I_{Lн}}{I_H} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (i_L^*)^2 d\vartheta} = N \times \\ \times \sqrt{1 - \frac{F_{\phi 1L}}{B} + \frac{F_{\phi 2L}}{B^2}}. \quad (3.24)$$

Здесь

$$F_{\phi 1L} = 2 \left(1 - \frac{\alpha - \beta}{\pi} \right); \quad F_{\phi 2L} = 1 - \frac{\alpha - \beta}{\pi} + \frac{J_\alpha}{(\pi \cdot X_{Lкр}^*)^2}, \quad (3.25)$$

где

$$J_\alpha = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \int_\beta^\alpha F_{iL}^2 \cdot d\vartheta & \text{при } \alpha \leq \pi; \\ \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{(\alpha-\pi)} F_{iL}^2 d\vartheta + \int_\beta^\pi F_{iL}^2 d\vartheta \right] & \text{при } \pi \leq \alpha \leq (\pi + \beta). \end{cases}$$

В соответствии с выражением (1.14) при учете (3.23), (3.24) коэффициент габаритной мощности дросселя

$$K_L = X_L^* \cdot I_{L\max}^* I_{Lд}^* = X_{Lкр}^* N^2 (B + F_\alpha) \times \\ \times \sqrt{1 - \frac{F_{\phi 1L}}{B} + \frac{F_{\phi 2L}}{B^2}}.$$

Графики зависимостей K_u , $X_{Lкр}^*$, N , F_α , $F_{\phi 1L}$, $F_{\phi 2L}$, $K_L = f(\alpha/\pi)$, рассчитанные численно по приведенным выше уравнениям, представлены на рис. 3.14. Видно, что при уменьшении α , т. е. увеличении интервала закороченного состояния дросселя, падает $X_{Lкр}^*$ и, несмотря на рост приведенных значений как амплитудного, так и действующего токов дросселя, уменьшается его габаритная мощность. Это является существенным достоинством схемы. Для исследуемого устройства, как и для предыдущего, имеется граничный коэффициент запаса B_r , при превышении которого пульсации выходного напряжения не зависят от индуктивности дросселя. Условием определения B_r является равенство минимального тока дросселя току нагрузки (см. рис. 3.13, з).

Подставляя в формулу (3.18) $X_L^* = B_T \cdot X_{L_{кр}}^*$ и приравняв i_L^* единице, получим

$$B_T = N / (N - 1).$$

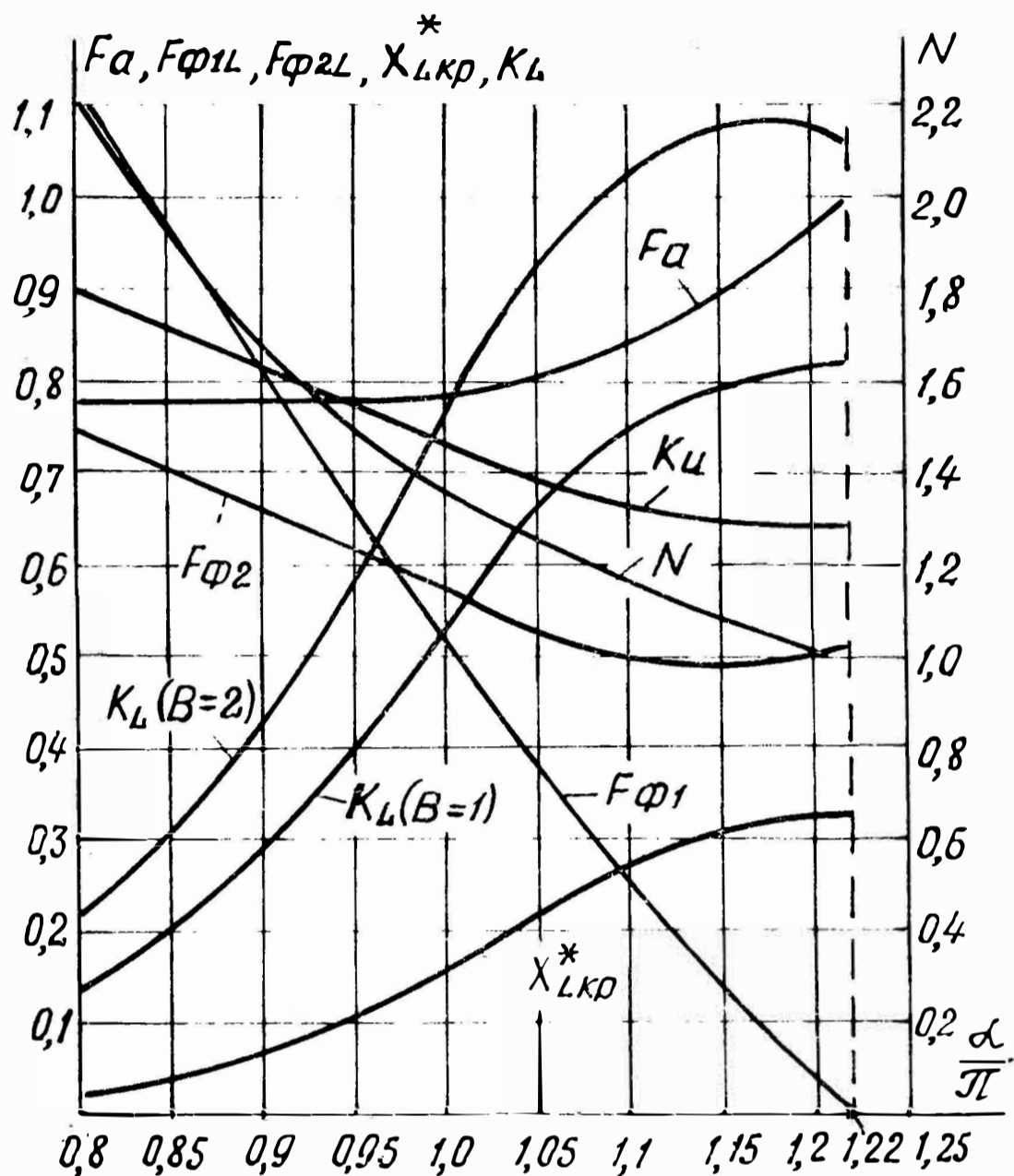


Рис. 3.14. Зависимости расчетных параметров сглаживающего дросселя от угла включения тиристора в схеме по рис. 3.3

Для численного расчета коэффициента пульсаций воспользуемся следующим общим выражением:

$$K_{пл}^{**} = \frac{1}{2} \left[\left(\int_0^{\vartheta} i_c^* \cdot d\vartheta \right)_{\max} - \left(\int_0^{\vartheta} i_c^* \cdot d\vartheta \right)_{\min} \right]. \quad (3.26)$$

Здесь $i_c^* = i_c / I_H$ — относительный ток фильтрового конденсатора. Данный ток в диапазоне углов регулирования $0,5\pi \leq \alpha \leq \pi$:

$$i_c^* = \begin{cases} -1 & \text{при } 0 \leq \vartheta \leq \beta, \alpha \leq \vartheta \leq \pi; \\ N \left(1 - \frac{F_{iL}}{\pi \cdot B \cdot X_{L \text{кр}}^*} \right) - 1 & \text{при } \beta \leq \vartheta \leq \alpha, \end{cases}$$

а в диапазоне $\pi \leq \alpha \leq (\pi + \beta)$:

$$i_c^* = \begin{cases} N \left(1 - \frac{F_{iL}}{\pi \cdot B \cdot X_{L \text{кр}}^*} \right) - 1 & \text{при } 0 \leq \vartheta \leq (\alpha - \pi), \beta \leq \vartheta \leq \pi; \\ -1 & \text{при } (\alpha - \pi) \leq \vartheta \leq \beta. \end{cases}$$

Если $B > B_{\Gamma}$, то равенство (3.26) преобразуется к виду

$$K_{\text{пл}}^{**} = K_{\text{пл min}}^{**} = -\frac{1}{2} \int_{\alpha}^{(\pi+\beta)} (-1) d\vartheta = \frac{1}{2} (\pi + \beta - \alpha). \quad (3.27)$$

Графики зависимостей $K_{\text{пл}}^{**}$, $B_{\Gamma} = f(\alpha/\pi)$ представлены на рис. 3.15. Видно, что при уменьшении угла включения тиристора V_5 растут пульсации выходного напряжения, причем сокращается диапазон, в пределах которого $K_{\text{пл}}^{**}$ зависит от B .

Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к вентилям моста, как обычно, равно амплитуде напряжения питающей сети, а средний и действующий токи:

$$I_{V_{\text{н.ср}}} = I_{\text{н}}/2; \quad I_{V_{\text{н.д}}} = I_{\text{н}} \sqrt{\frac{\pi}{2(\alpha - \beta)}}.$$

Суммарный коэффициент расчетной мощности неуправляемых вентилях [см. (2.17)]:

$$K_{V_{\text{н}\Sigma}} = 2 \left(\frac{\Delta U_0^*}{K_U} + R_{\text{д}}^* \frac{\pi}{\alpha - \beta} \right). \quad (3.28)$$

Прямое и обратное напряжение на тиристоре V_5 не превышает амплитуды питающего, а средний и действующий токи равны

$$I_{V_{\text{у.ср}}} = I_{\text{н}} \left(\frac{\pi}{\alpha - \beta} - 1 \right); \quad I_{V_{\text{у.д}}} = I_{\text{н}} \frac{\pi}{\alpha - \beta} \sqrt{1 - \frac{\alpha - \beta}{\pi}}.$$

Коэффициент расчетной мощности управляемого вентиля

$$K_{V_{\text{у}}} = \left(\frac{\pi}{\alpha - \beta} - 1 \right) \left(\frac{\Delta U_{\text{н}}^*}{K_U} + R_{\text{д}}^* \frac{\pi}{\alpha - \beta} \right). \quad (3.29)$$

Если предположить, что неуправляемые и управляемый вентили обладают одинаковыми значениями ΔU_0 и R_d , то сумма коэффициентов их расчетных мощностей [см. (3.28), (3.29), (3.16)] равна

$$K_{V\Sigma} = K_{V_{II\Sigma}} + K_{V_y} = K_1 \left(\Delta U_0^* + K_2 R_d \frac{P_{II}}{U_{вх\max}^2} \right). \quad (3.30)$$

Зависимости K_1 , $K_2 = f(\alpha/\pi)$ показаны на рис. 3.16. Анализируя их ход, можно отметить, что используемый в

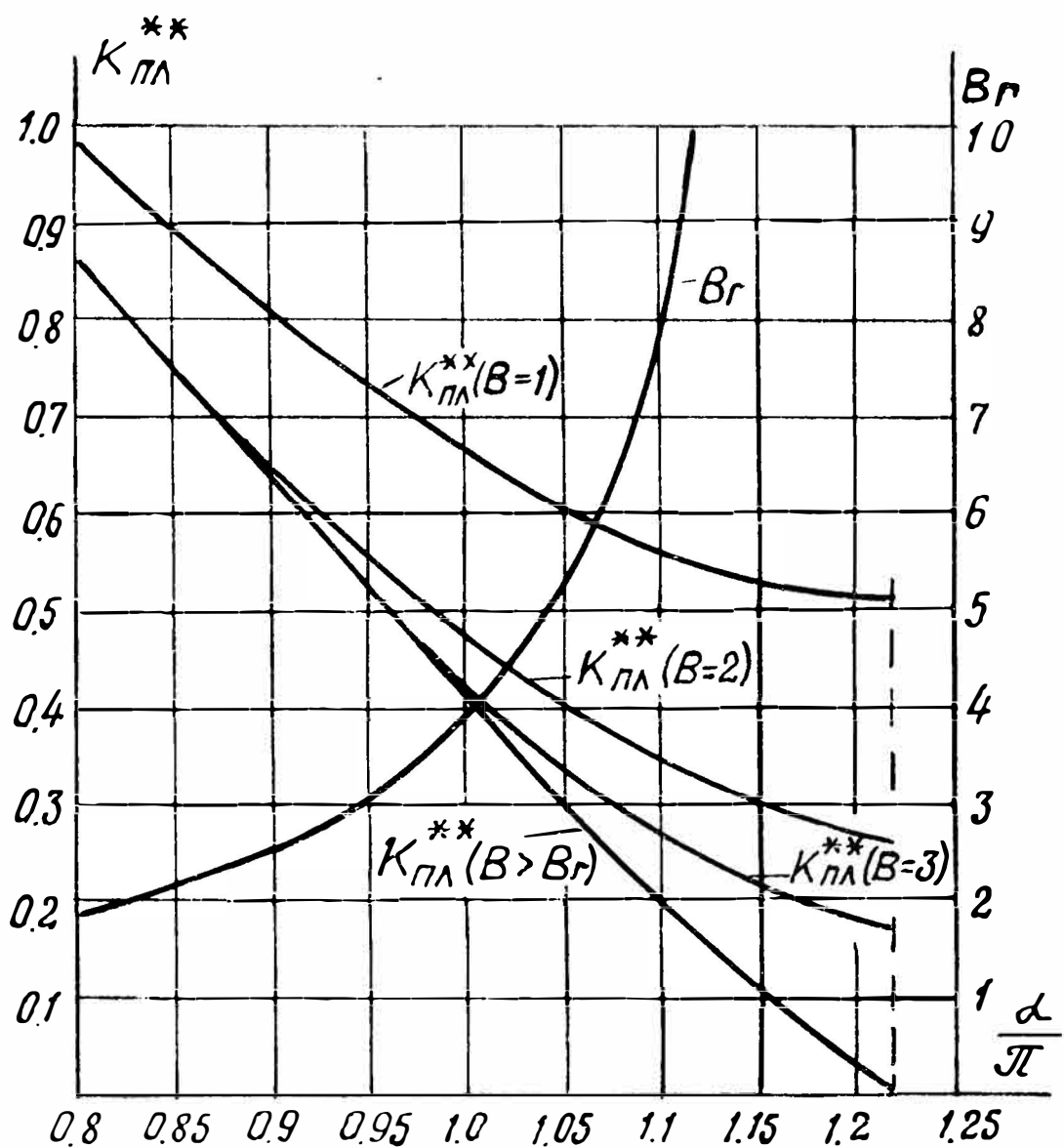


Рис. 3.15. Зависимости относительного коэффициента пульсаций $K_{пл}^{**}$ и граничного коэффициента запаса $B_{г}$ от угла включения тиристора α

данной схеме способ регулирования не приводит к существенному увеличению расчетной мощности вентиляного комплекта. На каждом из полупериодов входного напряжения ток дросселя замыкается через сеть в течение угла $\vartheta_{iвх} = \alpha - \beta$. Относительная величина действующего входного тока

$$I_{\text{вх.д}}^* = \frac{I_{\text{вх.д}}}{I_{\text{н}}} =$$

$$= \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\beta}^{\alpha} (i_L^*)^2 d\vartheta} & \text{при } \alpha \leq \pi; \\ \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{(\alpha-\pi)} (i_L^*)^2 d\vartheta + \int_{\beta}^{\pi} (i_L^*)^2 d\vartheta \right]} & \text{при } \alpha \geq \pi. \end{cases}$$

Используя (3.18), после интегрирования общее выражение для $I_{\text{вх.д}}^*$ можно записать в виде

$$I_{\text{вх.д}}^* = N \sqrt{\frac{1}{N} + \frac{F_{\text{ф}2\text{вх}}}{B^2}}. \quad (3.31)$$

Здесь

$$F_{\text{ф}2\text{вх}} =$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{\pi} \int_{\beta}^{\alpha} \left(\frac{F_{iL}}{\pi \cdot X_{L\text{кр}}^*} \right)^2 d\vartheta & \text{для } \alpha \leq \pi; \\ \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{(\alpha-\pi)} \left(\frac{F_{iL}}{\pi \cdot X_{L\text{кр}}^*} \right)^2 d\vartheta + \int_{\beta}^{\pi} \left(\frac{F_{iL}}{\pi \cdot X_{L\text{кр}}^*} \right)^2 d\vartheta \right] & \text{для } \alpha \geq \pi; \end{cases}$$

F_{iL} — функции, описываемые в пределах интегрирования соответствующими уравнениями (3.19), (3.20).

С учетом (3.1), (3.31) коэффициент мощности исследуемого устройства

$$\chi = \frac{\sqrt{2}}{\pi \sqrt{\frac{1}{N} + \frac{F_{\text{ф}2\text{вх}}}{B^2}}} \times \begin{cases} (\cos \beta - \cos \alpha) & \text{при } \alpha \leq \pi; \\ (2 + \cos \beta + \cos \alpha) & \text{при } \alpha \geq \pi. \end{cases} \quad (3.32)$$

На рис. 3.17 представлены зависимости $F_{\text{ф}2\text{вх}}$, $\chi = f(\alpha/\pi)$. Для удобства здесь же изображен график коэффициента передачи K_U . Видно, что коэффициент мощности сохраняет высокое значение в широком диапазоне угла регулирования. Таким образом, управление потоком энергии сглаживающего дросселя путем введения дополнительного «закорачивающего» тиристора

позволяет снизить его расчетную мощность и обеспечивает регулирование выходного напряжения в сторону повышения с высоким коэффициентом мощности. При

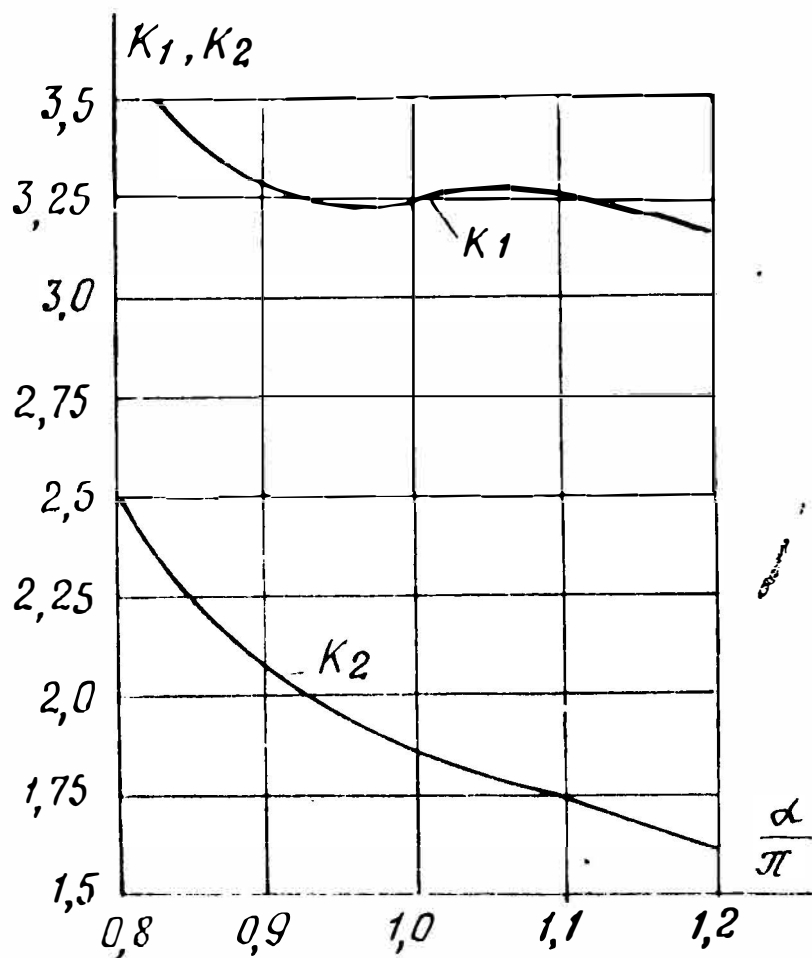
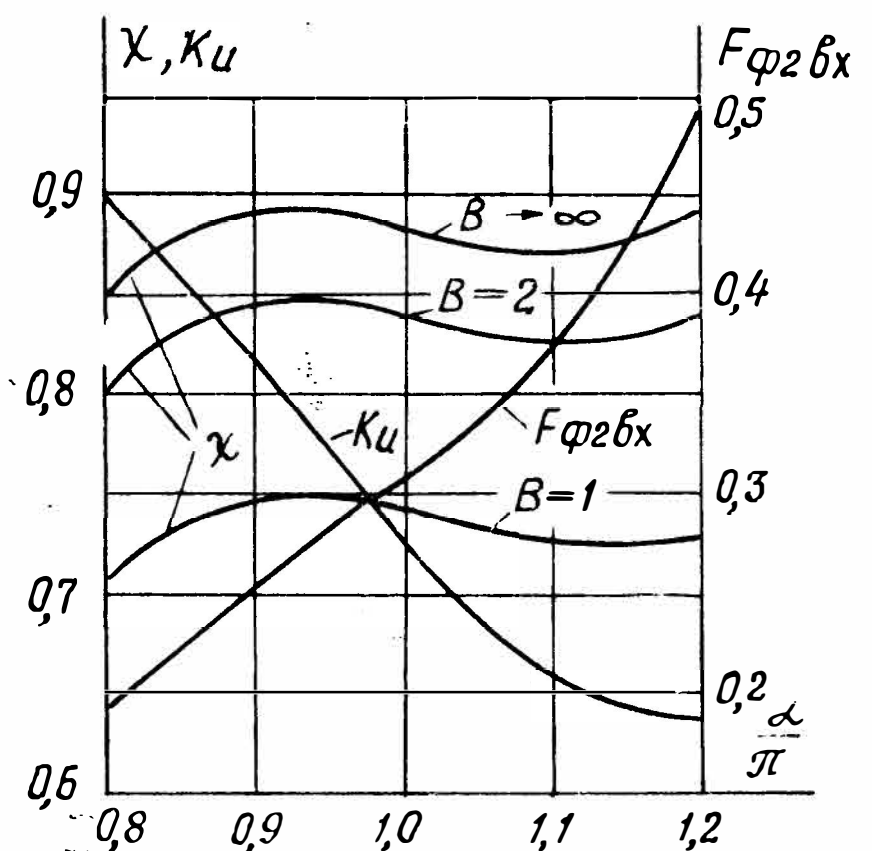


Рис. 3.16. Зависимости коэффициентов, характеризующих расчетную мощность вентиля, от угла регулирования α

этом возрастает требуемая емкость конденсаторов фильтра и несколько увеличиваются суммарные потери в коммутирующих приборах. Важным достоинством схемы является автоматическое ограничение выбросов вы-

Рис. 3.17. Зависимости коэффициентов: мощности χ ; передачи по напряжению K_u , а также параметра формы входного тока $F_{\varphi 2bx}$ от угла регулирования α



ходного напряжения, свойственных фильтрам в переходных режимах (при подключении сети, скачкообраз-

ном изменении нагрузки и пр.). Действительно, если $U_{II} > U_{вхт}$, то при включении тиристора V_5 он не выключится до тех пор, пока выходное напряжение не уменьшится ниже амплитуды входного, причем энергия, запасенная в дросселе, на данном интервале не передается в нагрузку. Поэтому максимум выходного напряжения оказывается ограниченным на уровне амплитуды входного. В связи с повышенным уровнем номинального выходного напряжения снижается диапазон изменения U_{II} при широких колебаниях нагрузки, что имеет большое значение для целого ряда потребителей.

§ 3.2. Выпрямители с промежуточными индуктивными накопителями

Строго говоря, в любой из рассмотренных схем дроссель фильтра служит в качестве промежуточного накопителя энергии. Однако в процессе накопления его ток замыкается через нагрузку. Отличительной особенностью преобразователей, анализируемых в данном параграфе, является наличие интервалов, в течение которых дроссель подключается параллельно входным зажимам, и потребляемая от источника энергия накапливается только в нем. Простейший вариант такого устройства приведен на рис. 1.9. Эквивалентные схемы данного преобразователя, а также диаграммы токов и напряжений показаны на рис. 3.18. Будем полагать, что дополнительный ключ V_5 замыкается и размыкается при углах, расположенных симметрично относительно амплитуды входного напряжения (α , $\pi - \alpha$ и т. д.). Приравнявая нулю среднее напряжение, приложенное к дросселю на полупериоде входного, получим

$$K_U = U_{II}/U_m = 1/\alpha. \quad (3.33)$$

Используя равенства

$$i_L = I_{L0} + \frac{1}{\omega L} \int u_L \cdot d\vartheta; \quad I_{II} = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\alpha} i_L \cdot d\vartheta + \int_{(\pi-\alpha)}^{\pi} i_L \cdot d\vartheta \right),$$

после преобразований выражение для тока дросселя можно представить в следующем виде

$$i_L^* = \frac{i_L}{I_{II}} = \frac{\pi}{2\alpha} \left(i + \frac{F_{iL}}{X_L^*} \right). \quad (3.34)$$

Здесь

$$F_{iL} = \begin{cases} \frac{2\alpha}{\pi} [\alpha (1 - \cos \vartheta) - \vartheta] & \text{при } 0 \leq \vartheta \leq \alpha; \\ -\frac{2\alpha^2 \cdot \cos \vartheta}{\pi} & \text{при } \alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha); \\ -\frac{2\alpha}{\pi} [\alpha (1 + \cos \vartheta) + \vartheta - \pi] & \text{при } (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi. \end{cases} \quad (3.35)$$

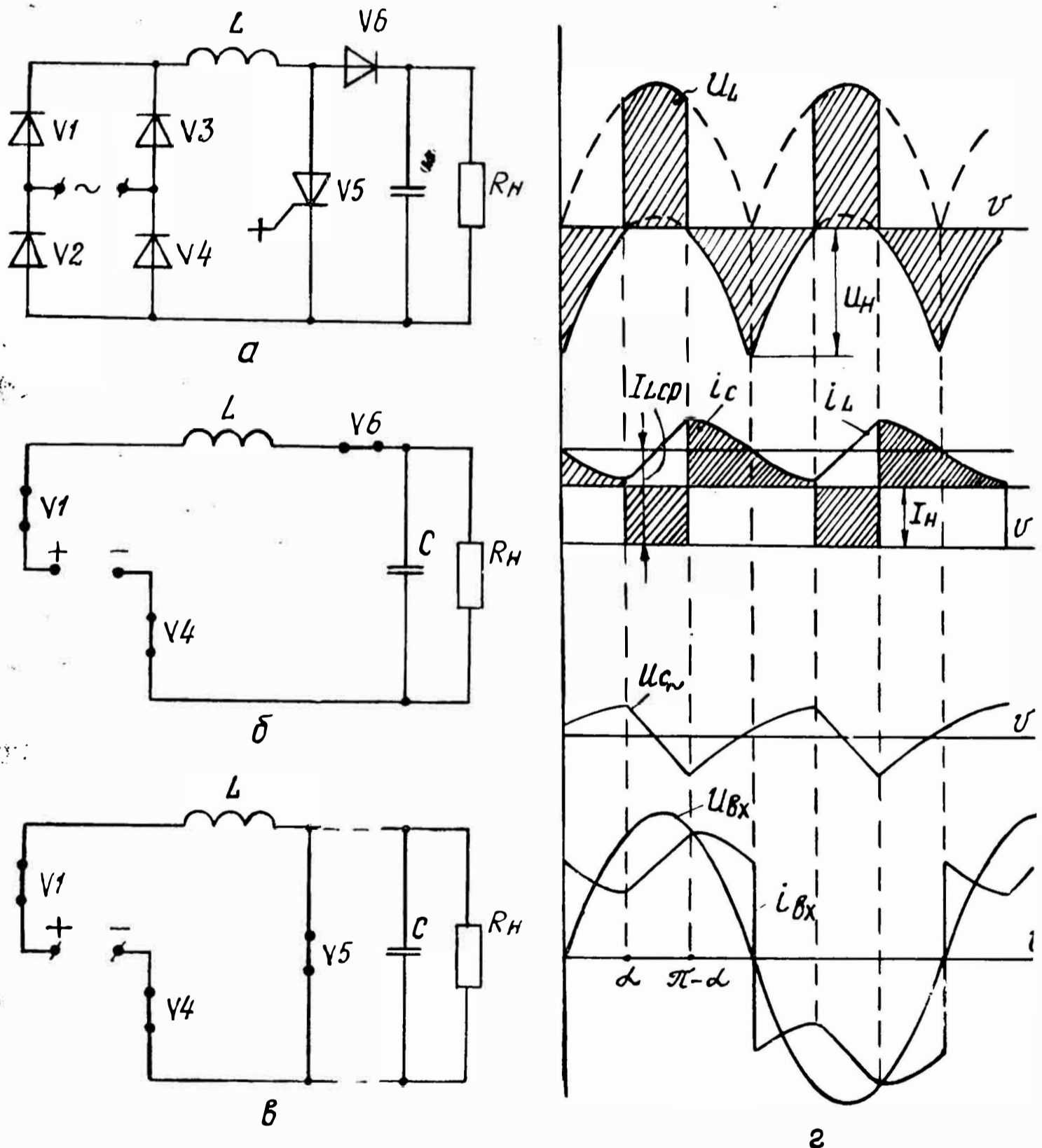


Рис. 3.18. Повышающий выпрямитель с параллельным ключом: а — схема; б — эквивалентная схема для интервалов: $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; $(\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$; в — эквивалентная схема для $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$; г — временные диаграммы

Ток i_L^* принимает минимальное значение при большем из углов: α , либо $\beta = \arcsin K_U$. Значения данных углов совпадают при $\alpha \simeq 0,355\pi$. Приравнявая $i_L^* = 0$, $X_L^* = X_{Lкр}^*$ и подставляя углы α , β в соответствующие уравнения (3.35), получим

$$X_{Lкр}^* = -F_{iL(\alpha,\beta)} = \begin{cases} \frac{2\alpha}{\pi} [\beta - \alpha (1 - \cos \beta)], & \alpha \geq \beta; \\ \frac{2\alpha^2}{\pi} \cos \alpha, & \alpha \leq \beta. \end{cases} \quad (3.36)$$

Если $\alpha < \beta$, то ток дросселя максимален при $\vartheta_{i\max} = \pi - \alpha$, а для $\alpha > \beta$ при $\vartheta_{i\max} = \pi - \beta$. Подстановка данных углов в (3.35) с учетом (3.34), (3.36) приводит к следующему общему выражению для относительной амплитуды тока сглаживающего дросселя:

$$I_{L\max}^* = \frac{I_{L\max}}{I_H} = \frac{\pi}{2\alpha} \left(1 + \frac{1}{B} \right), \quad (3.37)$$

где $B = X_L^* / X_{Lкр}^*$ — коэффициент запаса дросселя по индуктивности. Действующее значение тока

$$I_{Lд}^* = \frac{I_{Lд}}{I_H} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (i_L^*)^2 d\vartheta} = \frac{\pi}{2\alpha} \sqrt{1 + \frac{F_{\phi L}}{B^2}}. \quad (3.38)$$

Здесь

$$F_{\phi L} = \frac{1}{\pi (X_{Lкр}^*)^2} \int_0^\pi F_{iL}^2 \cdot d\vartheta.$$

С использованием последних равенств коэффициент габаритной мощности дросселя

$$K_L = X_L^* \cdot I_{L\max}^* \cdot I_{Lд}^* = X_{Lкр}^* (1 + B) \left(\frac{\pi}{2\alpha} \right)^2 \cdot \sqrt{1 + \frac{F_{\phi L}}{B^2}}. \quad (3.39)$$

Графики зависимостей K_U , $X_{Lкр}^*$, $F_{\phi L}$, $K_L = f(\alpha/\pi)$, рассчитанные по приведенным выше уравнениям, показаны на рис. 3.19. Из них следует, что с ростом времени замкнутого состояния ключа V_5 растет коэффициент передачи K_U , однако это сопровождается значительным увеличением габаритной мощности дросселя. В связи с прерывистым характером тока входной цепи фильтрового конденсатора для данной схемы 5*.

также характерно наличие граничного коэффициента запаса B_r , при превышении которого пульсации выходного напряжения определяются лишь емкостью фильтра. Приравнивая $i_L^*(\alpha, \beta) = 1$, из (3.34) с учетом (3.36) получим

$$B_r = \frac{1}{1 - 2\alpha/\pi}. \quad (3.40)$$

При $B > B_r$ коэффициент пульсаций

$$K_{пл}^{**} = K_{пл\min}^{**} = \omega \cdot C \cdot R_H \left[\frac{1}{2U_H \omega C} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} I_H \cdot d\vartheta \right] = \frac{\pi}{2} - \alpha. \quad (3.41)$$

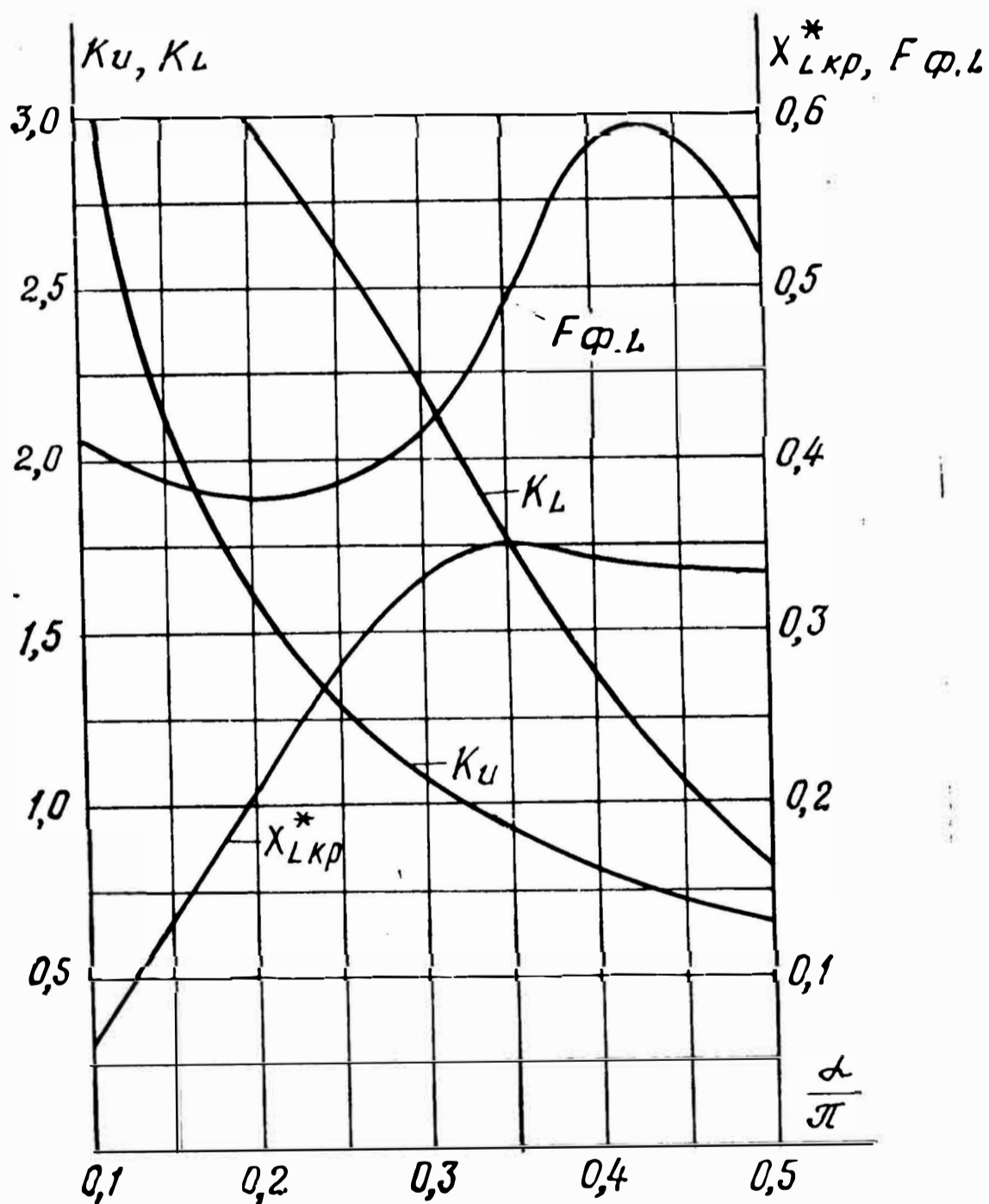


Рис. 3.19. Зависимости коэффициента передачи по напряжению K_u , коэффициента расчетной мощности дросселя K_L , относительного сопротивления дросселя в критическом режиме $X_{Lкр}^*$ и параметра формы тока дросселя $F_{\varphi.L}$ от угла регулирования α

Если $B < B_{\Gamma}$, то для численного определения $K_{\text{пл}}^{**}$ будем пользоваться выражением (3.26), т. е. найдем полуразность максимального и минимального значений интеграла от относительного тока i_c^* конденсатора на интервале его повторяемости $\vartheta_{\text{п}} = \pi$. Для рассматриваемой схемы

$$i_c^* = \begin{cases} \frac{\pi}{2\alpha} \left(1 + \frac{F_{iL}}{B \cdot X_{L\text{кр}}^*} \right) - 1, & 0 \leq \vartheta \leq \alpha; (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi; \\ -1, & \alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha). \end{cases} \quad (3.42)$$

Графики зависимостей B_{Γ} , $K_{\text{пл}}^{**} = f(\alpha/\pi)$ представлены на рис. 3.20. Видно, что при угле регулирования $\alpha < 0,3\pi$ выбирать коэффициент запаса B свыше двух нецелесообразно. Вентили моста проводят ток половину периода. Пренебрегая пульсациями тока, с учетом (3.34) можно записать

$$I_{V_{\text{н.ср}}}^* = 0,5 i_{L(B \rightarrow \infty)}^* = \frac{\pi}{4\alpha}; \quad I_{V_{\text{н.д}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2} \cdot \alpha}.$$

Суммарный коэффициент расчетной мощности неуправляемых вентилях [см. (2.17), (3.16)]:

$$K_{V_{\text{н}\Sigma}} = \pi \cdot \Delta U_0^* + R_{\text{д}} \frac{\pi^2}{2\alpha^2} = \pi \left(\Delta U_0^* + R_{\text{д}} \frac{\pi \cdot P_{\text{н}}}{2U_{\text{вхmax}}^2} \right). \quad (3.43)$$

Из данного равенства следует, что расчетная мощность вентилях моста не зависит от коэффициента передачи преобразователя. Этот вывод, в принципе, очевиден, т. к. при пренебрежении пульсациями тока дросселя регулирующие воздействия не изменяют режима работы входной части рассматриваемого устройства. Средний и действующий токи полностью управляемого ключа

$$I_{V_{\text{у.ср}}}^* = \frac{\pi}{2\alpha} - 1; \quad I_{V_{\text{у.д}}}^* = \frac{\pi}{2\alpha} \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}}.$$

Коэффициент расчетной мощности данного прибора

$$K_{V_{\text{у}}} = \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) \left(\Delta U_0^* + \frac{\pi R_{\text{д}}}{2\alpha^2} \right) = \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) \left(\Delta U_0^* + R_{\text{д}} \frac{\pi P_{\text{н}}}{2U_{\text{вхmax}}^2} \right). \quad (3.44)$$

Если допустить, что у неуправляемых и управляемых вентилях ΔU_0 и $R_{\text{д}}$ одинаковы, то

$$K_{V\Sigma} = K_{V_{H\Sigma}} + K_{V_y} = \left(\frac{3\pi}{2} - \alpha \right) \left(\Delta U_0^* + R_{\text{д}} \frac{\pi \cdot P_{\text{II}}}{2U_{\text{ВХmax}}^2} \right), \quad (3.45)$$

причем, сравнивая (3.43), (3.44), можно отметить, что в пределе, при $\alpha \rightarrow 0$, в управляемом венти́ле V_5 выделяется мощность, равная половине суммарной мощности венти́лей моста. Обратное напряжение к венти́лю V_5 не прикладывается (можно применить и транзистор), а прямое равно амплитуде выходного (U_{Hmax}). Так как ток дросселя постоянно замыкается через питающую сеть, то $I_{\text{ВХ.д}}^* = I_{L\text{д}}^*$, и с учетом (3.33), (3.38) коэффициент мощности

$$\chi = \frac{\sqrt{2} \cdot K_U}{I_{\text{ВХ.д}}^*} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \sqrt{1 + \frac{F_{\phi L}}{B^2}}}. \quad (3.46)$$

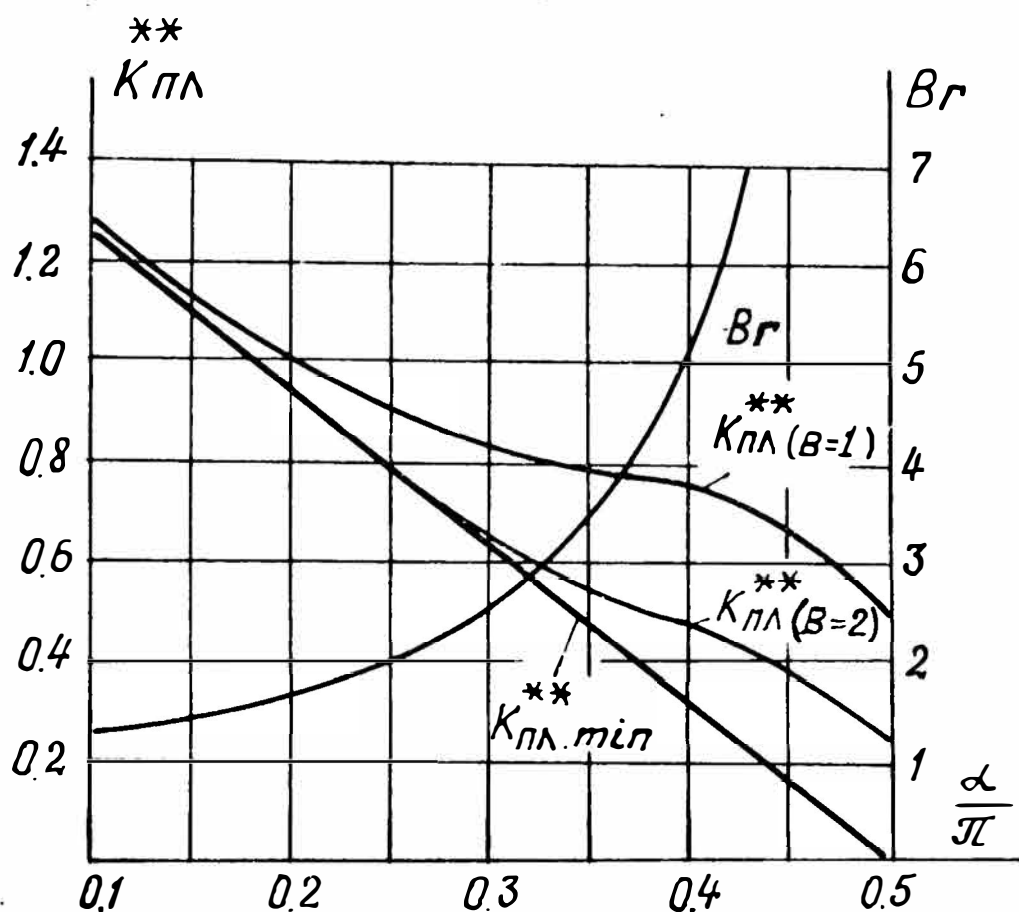


Рис. 3.20. Зависимости относительного коэффициента пульсаций $K_{\text{пл}}^{**}$ и граничного коэффициента запаса дросселя по индуктивности $B_{\text{г}}$ от угла регулирования α

Графики функций $\chi = f(\alpha/\pi, B)$ даны на рис. 3.21. Видно, что коэффициент мощности χ слабо зависит от угла регулирования и в основном определяется коэффициентом запаса дросселя по индуктивности.

Как и в выпрямителях понижающего типа (§ 2.4), на базе звеньев с индуктивными накопителями можно синтезировать составные схемы. Интересный вариант подобного устройства показан на рис. 3.22. Схема содержит два звена, соединенных по выходу последовательно. Индуктивные накопители L_1, L_2 на одном из полупериодов входного напряжения присоединяются па-

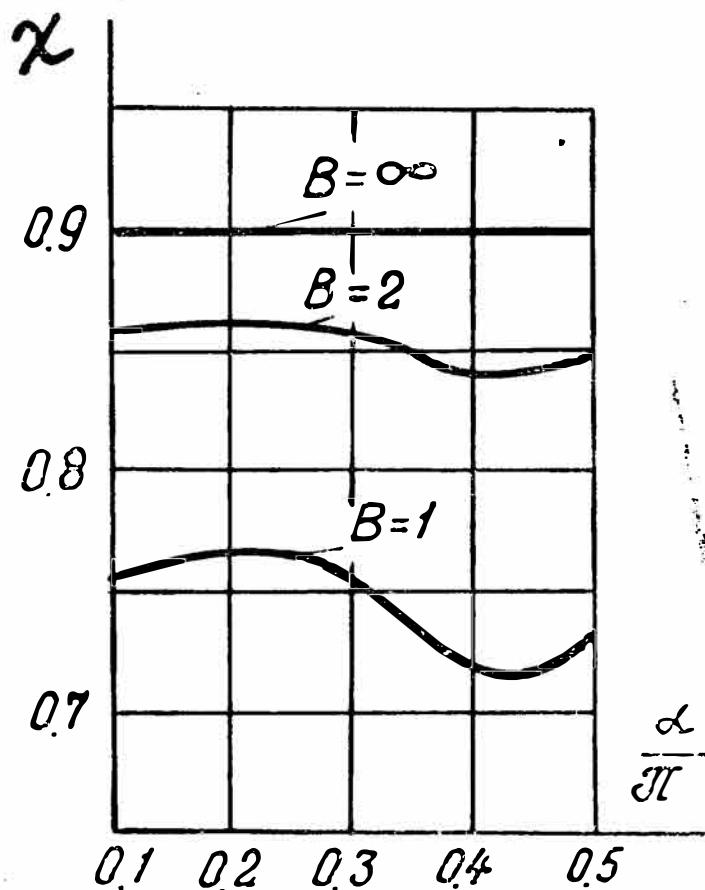


Рис. 3.21. Зависимости коэффициента мощности χ от угла регулирования α при различных коэффициентах запаса дросселя по индуктивности B

раллельно либо входным зажимам, либо нагрузке, а на втором — между питающей сетью и нагрузкой. Допустим, что входное напряжение имеет знак, обозначенный на рис. 3.22, а без скобок. Ток i_{L1} первого дросселя на протяжении всего полупериода ($0 \leq \vartheta \leq \pi$) протекает через питающую сеть и вентили V_1, V_7 (см. рис. 3.22, б, в). Ток i_{L2} второго дросселя при выключенном тиристорре V_6 , т. е. при $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; $(\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$, замыкается через два диода V_4, V_8 и конденсатор $C_{\phi 2}$ с присоединенной к нему цепью $C_{\phi 1}, R_H$ (см. рис. 3.22, б). При $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$, когда тиристор V_6 включен, ток i_{L2} протекает по контуру (см. рис. 3.22, в): $+U_{вх} \rightarrow V_6 \rightarrow L_2 \rightarrow V_4 \rightarrow -U_{вх}$. На следующей полуволне входного напряжения дроссели меняются ролями, т. е. i_{L2} постоянно замкнут через сеть, нагрузку и диоды V_2, V_8 , а ток i_{L1} протекает через сеть лишь при включенном тиристорре V_5 . Таким образом, по каждому из каналов одна полуволна входного напряжения передается в нагрузку нерегулируемой, а на второй вся потребляемая от ис-

точника энергия запасается в дросселе. Поскольку процессы в звеньях составного выпрямителя сдвинуты на половину периода, то входная сеть нагружается симметричным токсм ступенчатой формы. Очевидно, что нагрузка может быть присоединена либо к каждому из

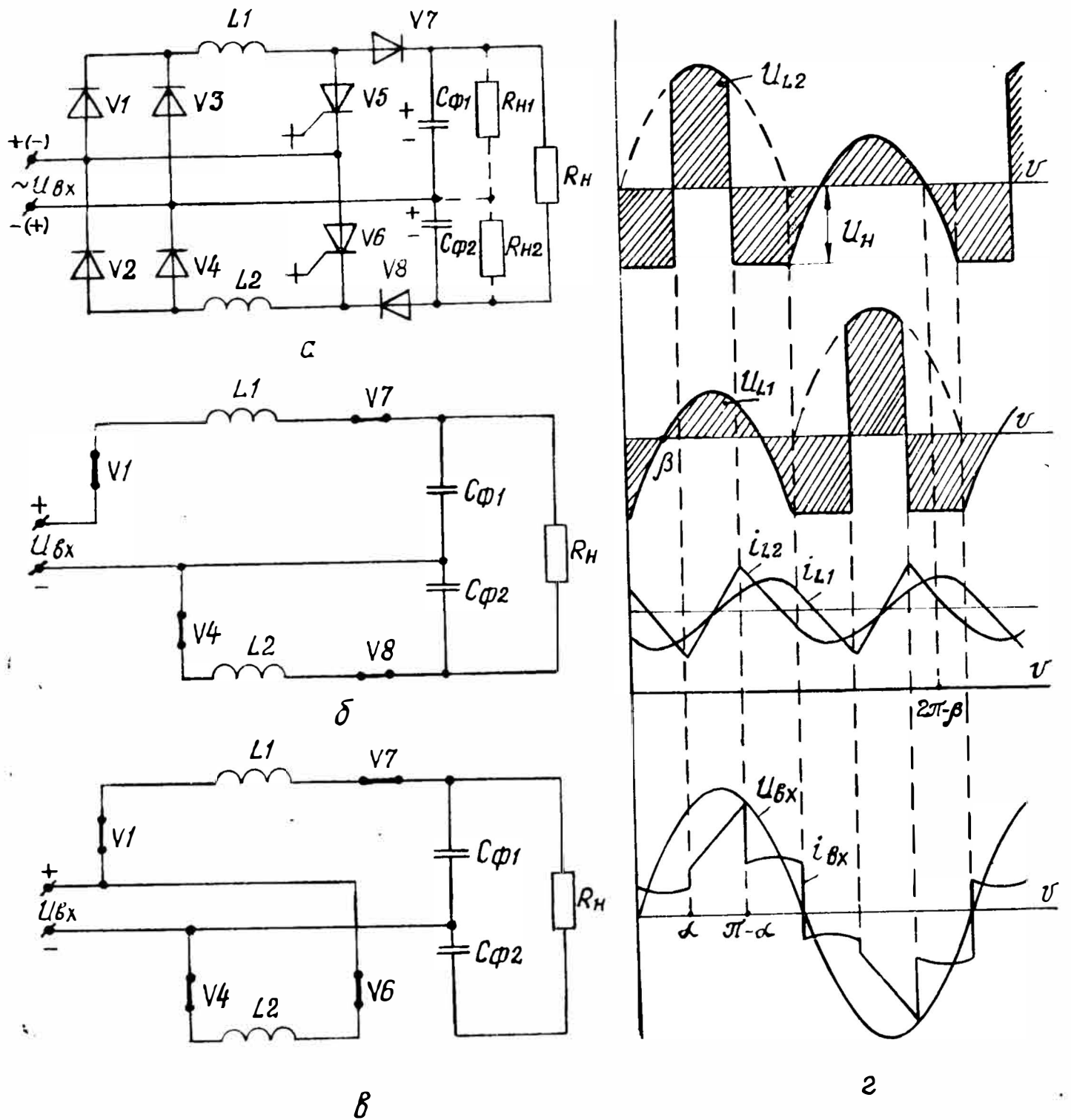


Рис. 3.22. Составной выпрямитель на базе двух звеньев с параллельным ключом: а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема для $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; $(\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$; в — эквивалентная схема для $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$; г — временные диаграммы

фильтровых конденсаторов, либо к их выводам, не связанным между собой. В дальнейшем будем полагать, что нагрузка является общей. Из условия равенства нулю среднего напряжения на дросселях L_1 , L_2 коэффициент передачи

$$K_U = \frac{U_{11}}{U_m} = \frac{2(1 + \cos \alpha)}{\alpha + \pi/2}. \quad (3.47)$$

Предельные значения: $K_{U\min} = K_{U(\alpha=\pi/2)} = 2/\pi$; $K_{U\max} = K_{U(\alpha=0)} = 8/\pi$, т. е. в данной схеме выходное напряжение можно регулировать в четыре раза при минимальном уровне, соответствующем классическому мостовому выпрямителю. Используя уравнения

$$i_{L1,2} = I_{L0,1,2} + \frac{1}{\omega L} \int U_{L1,2} d\vartheta; \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^\alpha i_{L2} \cdot d\vartheta + \int_{(\pi-\alpha)}^{2\pi} i_{L2} d\vartheta \right) = \\ = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi+\alpha} i_{L1} d\vartheta + \int_{(2\pi-\alpha)}^{2\pi} i_{L1} d\vartheta \right) = I_{II},$$

после интегрирования и преобразований относительные токи дросселей L_1, L_2 можно представить в следующем виде

$$i_{L1,2}^* = \frac{i_{L1,2}}{I_{II}} = \frac{2\pi}{\pi + 2\alpha} + \frac{F_{iL1,2}}{2X_L^*}. \quad (3.48)$$

Здесь $X_L^* = (\omega L)/R_{II}$; $L = L_1 = L_2$; $K_{U1} = K_U/2$;

$$F_{iL1} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{\cos \vartheta}{K_{U1}}, & 0 \leq \vartheta \leq \pi; \\ \frac{\pi}{2} - \vartheta + \frac{1}{K_{U1}}, & \pi \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha); \\ \frac{\cos \vartheta}{K_{U1}}, & (\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq (2\pi - \alpha); \\ \frac{5\pi}{2} - \vartheta - \frac{1}{K_{U1}}, & (2\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi. \end{cases} \quad (3.49)$$

$$F_{iL2} = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} - \vartheta + \frac{1}{K_{U1}}, & 0 \leq \vartheta \leq \alpha; \\ -\frac{\cos \vartheta}{K_{U1}}, & \alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha); \\ \frac{3\pi}{2} - \vartheta - \frac{1}{K_{U1}}, & (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi; \\ \frac{3\pi}{2} - \vartheta + \frac{\cos \vartheta}{K_{U1}}, & \pi \leq \vartheta \leq 2\pi. \end{cases} \quad (3.50)$$

Ток второго дросселя i_{L2} принимает минимальные значения либо при угле α , либо при $(\pi + \beta)$, где $\beta = \arcsin K_{U1}$ (см. рис. 3.22, z). Равенство функции F_{iL2} при данных углах наблюдается для $\alpha \cong 0,384 \pi$. Подставляя в (3.48) $i_L^* = 0$, $X_L^* = X_{L\text{кр}}^*$ и функции $F_{iL2}(\alpha, \pi + \beta)$, получим следующие выражения для относительного сопротивления дросселей в критическом режиме:

$$X_{L\text{кр}}^* = \begin{cases} \frac{2\alpha + \pi}{4\pi \cdot K_{U1}} \cdot \cos \alpha, & 0 \leq \alpha \leq 0,384 \pi; \\ \frac{2\alpha + \pi}{4\pi} \left(\beta - \frac{\pi}{2} + \frac{\cos \beta}{K_{U1}} \right), & 0,384 \pi \leq \alpha \leq \pi. \end{cases} \quad (3.51)$$

Максимум тока i_{L2} соответствует одному из углов: $(\pi - \alpha)$ или $(2\pi - \beta)$, причем

$$I_{L\text{max}}^* = \begin{cases} i_{L2(\pi-\alpha)} & \text{при } \alpha < 0,384 \pi; \\ i_{L2(2\pi-\beta)} & \text{при } \alpha > 0,384 \pi. \end{cases}$$

Из уравнения (3.48) с учетом функций F_{iL2} для указанных углов (3.50), а также равенств (3.51) можно получить, что независимо от α

$$I_{L\text{max}}^* = \frac{2\pi}{2\alpha + \pi} \left(1 + \frac{1}{B} \right). \quad (3.52)$$

Относительная величина действующего тока

$$I_{L\text{д}}^* = \frac{2\pi}{2\alpha + \pi} \sqrt{1 + \frac{F_{\phi 2L}}{B^2}}, \quad (3.53)$$

где

$$F_{\phi 2L} = \left(\frac{2\alpha + \pi}{4\pi \cdot X_{L\text{кр}}^*} \right)^2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F_{iL2}^2 \cdot d\vartheta.$$

Используя последние равенства, выражение для коэффициента габаритной мощности дросселя (1.14) запишем в виде

$$K_L = X_{L\text{кр}}^* (1 + B) \left(\frac{2\pi}{2\alpha + \pi} \right)^2 \sqrt{1 + \frac{F_{\phi 2L}}{B^2}}. \quad (3.54)$$

На рис. 3.23 представлены зависимости $X_{L\text{кр}}^*$, $F_{\phi 2L}$, $K_L = f(\alpha/\pi)$, рассчитанные по приведенным выше уравнениям. Видно, что максимум K_L соответствует $\alpha =$

$=0,5 \pi$, т. е. режиму, при котором управляемые вентили не включаются (в этом случае схема, по существу, представляет собой два однополупериодных выпрямителя, включенных по выходу последовательно). Относительные токи фильтровых конденсаторов

$$i_{C1}^* = \begin{cases} i_{L1}^* - 1, & 0 \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha), \quad (2\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi; \\ -1, & (\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq (2\pi - \alpha). \end{cases} \quad (3.55)$$

$$i_{C2}^* = \begin{cases} i_{L2}^* - 1, & 0 \leq \vartheta \leq \alpha; \quad (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi; \\ -1, & \alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha). \end{cases} \quad (3.56)$$

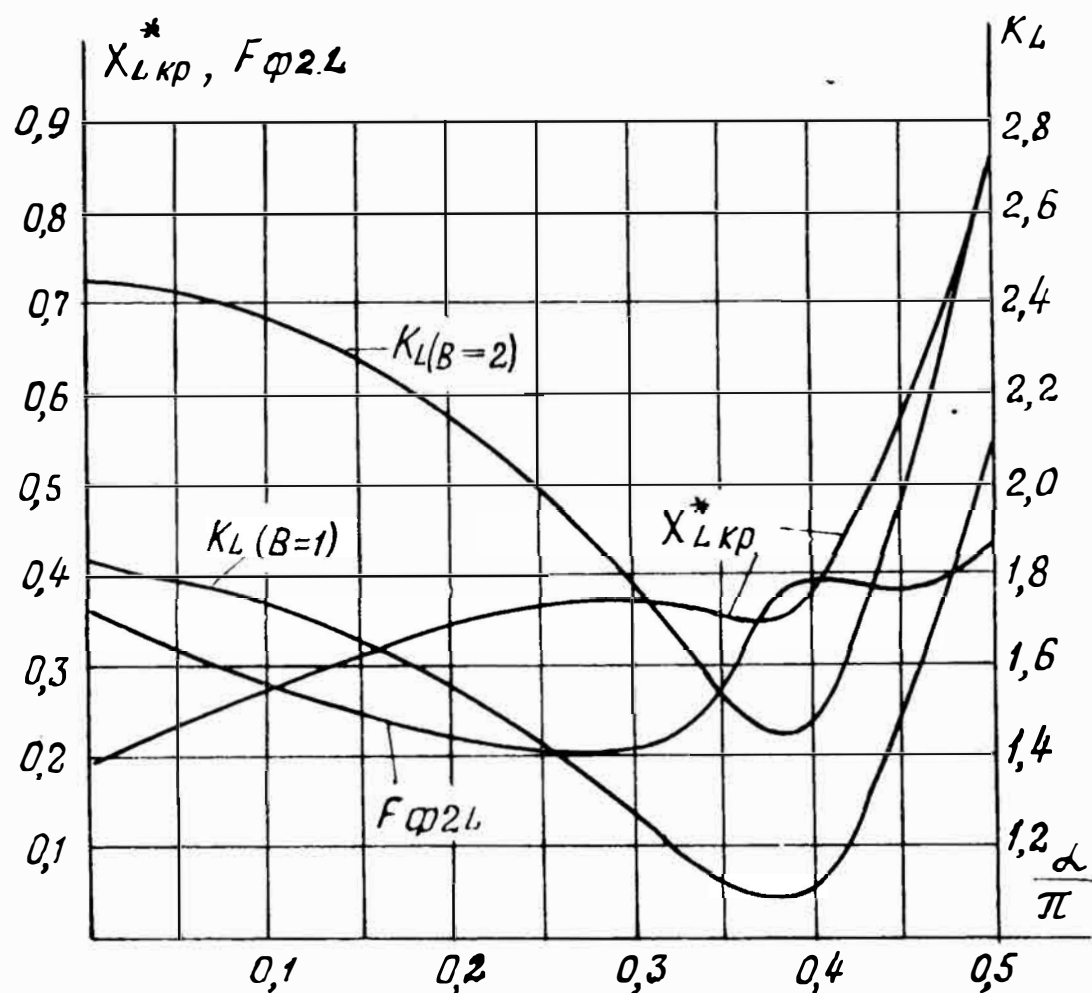


Рис. 3.23. Зависимости относительного сопротивления дросселя в критическом режиме $X_{Lкр}^*$, коэффициента его расчетной мощности K_L и параметра формы тока дросселя $F_{Ф2L}$ от угла регулирования α

Учитывая, что постоянная составляющая напряжения на конденсаторах равна половине выходного, коэффициент пульсаций

$$K_{плс}^{**} = \omega R_H \cdot C \cdot K_{плс} = \left(\int_0^{\vartheta} i_{C1,2}^* \cdot d\vartheta \right)_{\max} - \left(\int_0^{\vartheta} i_{C1,2}^* \cdot d\vartheta \right)_{\min}. \quad (3.57)$$

Здесь $C = C_1 = C_2$ — емкость каждого конденсатора.

Если минимальный ток дросселей превышает ток нагрузки, то $K_{пл}^{**}$ не будет зависеть от формы тока дросселей и, следовательно, коэффициента запаса их по индуктивности (B). Приравнявая для углов α , $(\pi + \beta)$ выражение (3.48) единице и подставляя в него $X_L^* = B_{гс} \cdot X_{Lкр}^*$, с учетом (3.51) получим, что граничный коэффициент запаса

$$B_{гс} = \frac{2}{2 - \alpha/\pi}.$$

Если $B > B_{гс}$, то

$$K_{плс}^{**} (B > B_{гс}) = K_{плс\min}^{**} = \left| \int_{\alpha}^{\pi - \alpha} (-i_{с2}^*) d\vartheta \right| = \pi - 2\alpha. \quad (3.58)$$

Пульсации выходного напряжения определяются суммой переменной составляющей напряжений двух последовательно включенных конденсаторов. Поэтому

$$K_{пл}^{**} = \frac{\Delta U_{с\sum\max} \omega R_n C}{2U_n} = \frac{1}{2} \left[\left(\int_0^{\vartheta} i_{с\sum}^* \cdot d\vartheta \right)_{\max} - \left(\int_0^{\vartheta} i_{с\sum}^* \cdot d\vartheta \right)_{\min} \right],$$

где $i_{с\sum}^* = i_{с1}^* + i_{с2}^*$. (3.59)

Угол повторяемости тока $i_{с\sum}^*$ равен π . Используя (3.55), (3.56), (3.48) — (3.50), закон изменения данного тока можно описать следующими уравнениями:

$$i_{с\sum}^* = \begin{cases} \frac{2(\pi - 2\alpha)}{\pi + 2\alpha} + \frac{1}{2X_L^*} \left(-2\vartheta + \frac{1 - \cos \vartheta}{K_{U1}} \right), & 0 \leq \vartheta \leq \alpha; \\ -\frac{4\alpha}{\pi + 2\alpha} + \frac{1}{2X_L^*} \left(\frac{\pi}{2} - \vartheta - \frac{\cos \vartheta}{K_{U1}} \right), & \alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha); \\ \frac{2(\pi - 2\alpha)}{\pi + 2\alpha} + \frac{1}{2X_L^*} \left(2\pi - 2\vartheta - \frac{1 + \cos \vartheta}{K_{U1}} \right), & (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi. \end{cases} \quad (3.60)$$

На рис. 3.24 представлены зависимости $K_{плс}^{**}$, $K_{пл}^{**} = f(\alpha/\pi, B)$, рассчитанные численно по выражениям (3.57), (3.58) с учетом соответствующих функций для

i_c^* , а также равенства $X_L^* = B \cdot X_{L_{кр}}^*$. Видно, что с ростом времени включенного состояния управляемых вентилях V_5, V_6 (т. е. при уменьшении α) возрастают пульсации напряжения на конденсаторах ($K_{плс}^{**}$), причем при $\alpha < 0,45$ это возрастание происходит примерно по линейному закону. Как и в других схемах с прерывистым характером тока входной цепи конденсаторов, влияние коэффициента запаса B на $K_{плс}^{**}$ уменьшается с ростом интервала, в течение которого указанный ток равен нулю (с уменьшением α). Коэффициент пульсаций суммарного напряжения на двух конденсаторах ($K_{пл}^{**}$) зависит от α по более сложному закону, однако во всем диапазоне регулирования он существенно меньше $K_{плс}^{**}$. Данное положение объясняется фазовым сдвигом между переменными составляющими напряжений $U_{сф1}, U_{сф2}$.

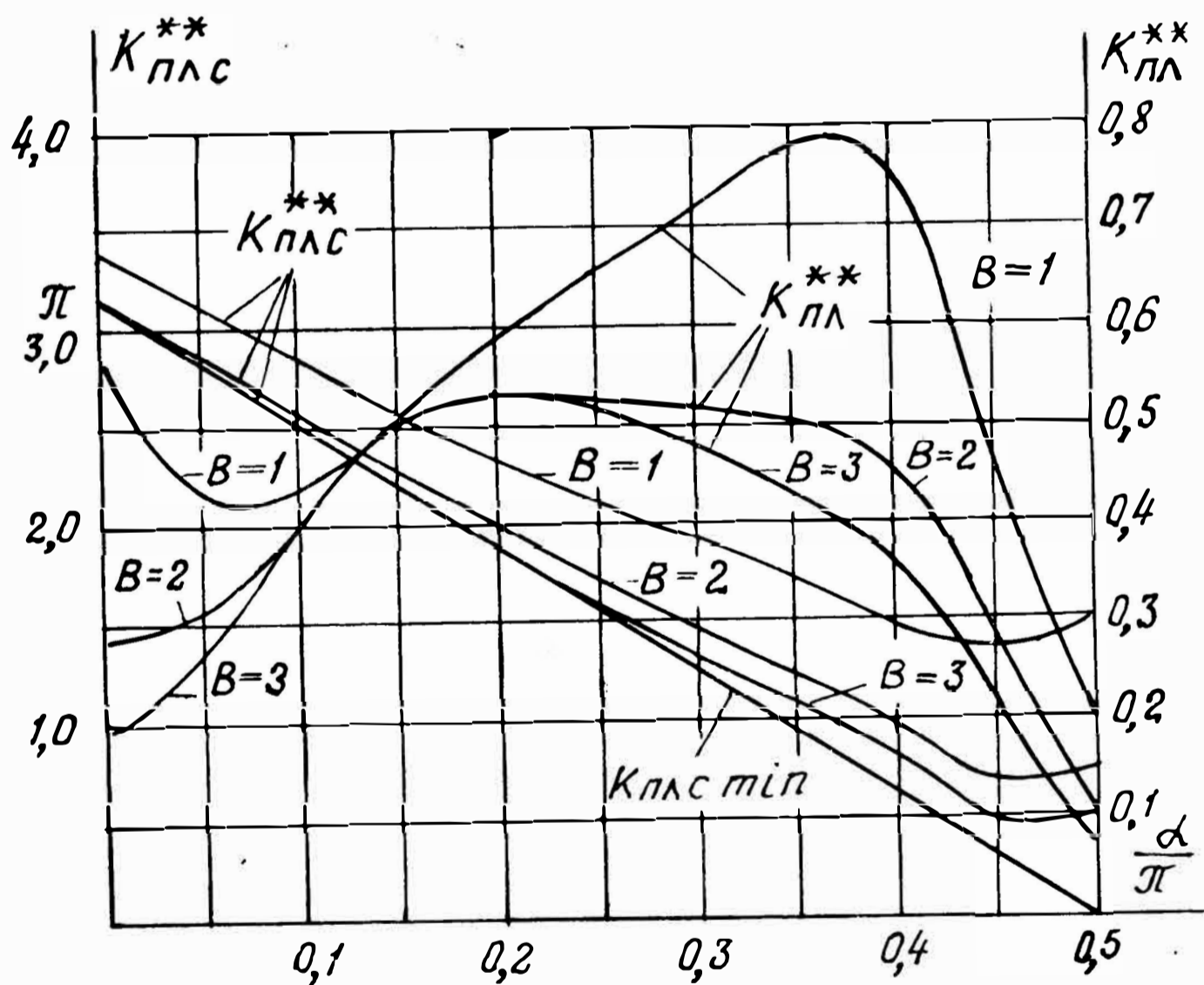


Рис. 3.24. Зависимости относительных коэффициентов пульсаций напряжения на каждом из конденсаторов $K_{плс}^{**}$ и нагрузке $K_{пл}^{**}$ от угла регулирования α

Как видно из диаграмм по рис. 3.22, г, входной ток симметричен по полупериодам и на интервале $0 \leq \vartheta \leq \pi$:

$$i_{\text{вх}}^* = \begin{cases} i_{L1}^* & \text{при } 0 \leq \vartheta \leq \alpha; (\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi; \\ i_{L1}^* + i_{L2}^* & \text{при } \alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha). \end{cases} \quad (3.61)$$

Относительная величина действующего значения данного тока

$$I_{\text{вх.д}}^* = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (i_{\text{вх}}^*)^2 d\vartheta}.$$

Если пренебречь пульсациями тока дросселей, то с учетом (3.61), (3.48)

$$I_{\text{вх.д}}^*(B \rightarrow \infty) = \frac{2}{1 + 2\alpha/\pi} \sqrt{4 - 6\alpha/\pi}.$$

Общее выражение для коэффициента мощности (2.13) применительно к данной схеме с использованием последнего равенства и (3.47) преобразуется к виду

$$\chi_{(B \rightarrow \infty)} = \frac{\sqrt{2}Ku}{I_{\text{вх.д}}^*(B \rightarrow \infty)} = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)}{\pi \sqrt{1 - 3\alpha/2\pi}}.$$

Графики зависимостей $I_{\text{вх.д}}^*$, $\chi = f(\alpha/\pi, B)$, рассчитанные по приведенным выше уравнениям, изображены на рис. 3.25. Здесь же показана регулировочная характеристика преобразователя. Видно, что коэффициент мощности сохраняет высокие значения в большей части диапазона регулирования, причем для $\alpha < 0,35\pi$ $\chi > 0,85$ даже при критическом режиме работы дросселей ($B = 1$). Это является существенным достоинством рассмотренного устройства. Средние и действующие токи вентиляей:

$$I_{(V1 \div V4)\text{ср}}^* = 0,5I_L^* = \frac{\pi}{\pi + 2\alpha}; \quad I_{(V1 \div V4)\text{д}}^* = \frac{I_L^*}{\sqrt{2}} = \frac{\pi \sqrt{2}}{\pi + 2\alpha};$$

$$I_{V5,6\text{ср}}^* = I_L^* \cdot \frac{\pi - 2\alpha}{2\pi} = \frac{\pi - 2\alpha}{\pi + 2\alpha}; \quad I_{V5,6\text{д}}^* = I_L^* \sqrt{\frac{\pi - 2\alpha}{2\pi}} =$$

$$= \frac{\sqrt{2\pi(\pi - 2\alpha)}}{\pi + 2\alpha};$$

$$I_{V7,8\text{ср}}^* = I_L^* \frac{\pi + 2\alpha}{2\pi} = 1; \quad I_{V7,8\text{д}}^* = I_L^* \sqrt{\frac{\pi + 2\alpha}{2\pi}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2\pi}{\pi + 2\alpha}}.$$

Здесь $I_L^* = i_{L1,2(B \rightarrow \infty)}^* = \frac{\pi}{\pi + 2\alpha}$ — относительный ток дросселей.

Суммарные коэффициенты расчетных мощностей вентилях [см. (2.17)]:

$$K_{V\Pi\Sigma} = \left(\frac{4\pi}{\pi + 2\alpha} + 2 \right) \left(\frac{\Delta U_{0V\Pi}}{K_U} + R_{dV\Pi}^* \frac{2\pi}{\pi + 2\alpha} \right); \quad (3.62)$$

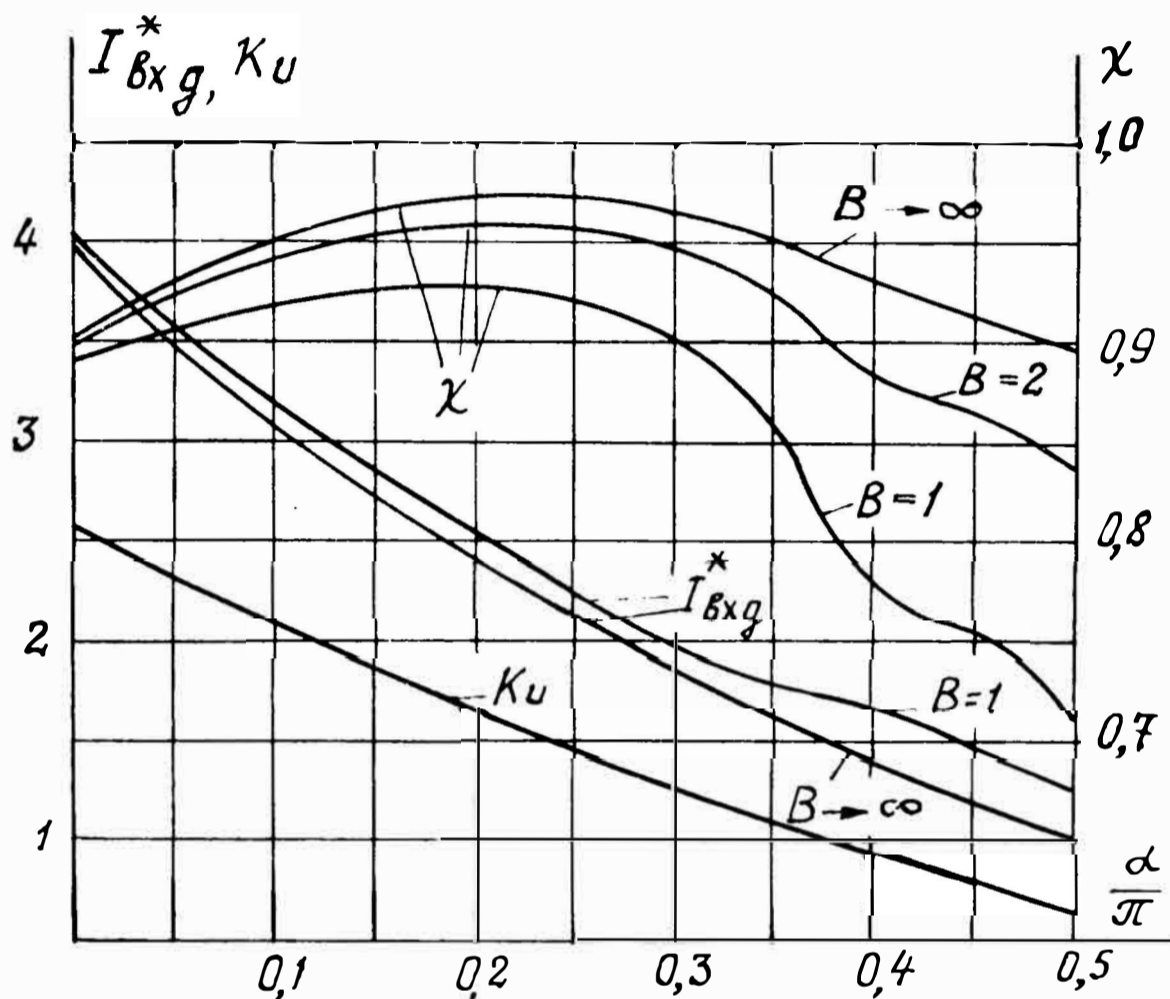


Рис. 3.25. Зависимости относительного действующего входного тока $I_{вх.д}^*$, коэффициента мощности χ и коэффициента передачи по напряжению K_U от угла регулирования α

$$K_{V\Pi\Sigma} = \frac{2(\pi - 2\alpha)}{\pi + 2\alpha} \left(\frac{\Delta U_{0V\Pi}}{K_U} + R_{dV\Pi}^* \frac{2\pi}{\pi + 2\alpha} \right). \quad (3.63)$$

Управляемые ключи V_5, V_6 (запираемые тиристоры или транзисторы) должны выдерживать прямое, а диоды V_7, V_8 — обратное напряжение, равное половине выходного.

Если в качестве промежуточных накопителей использовать двухобмоточные дроссели, то принцип, заложенный в основу работы устройства по рис. 3.22, можно реализовать с меньшим числом коммутирующих

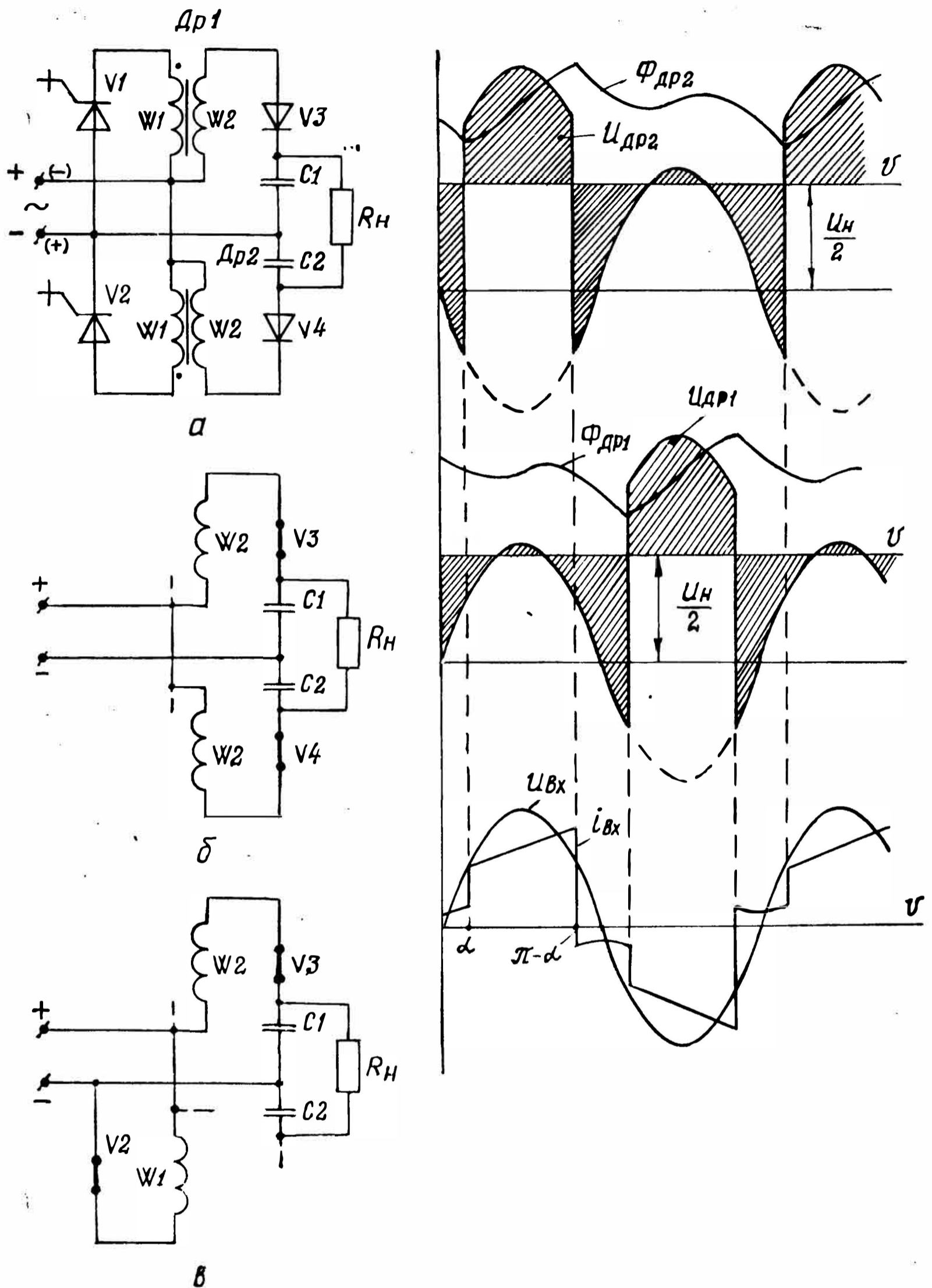
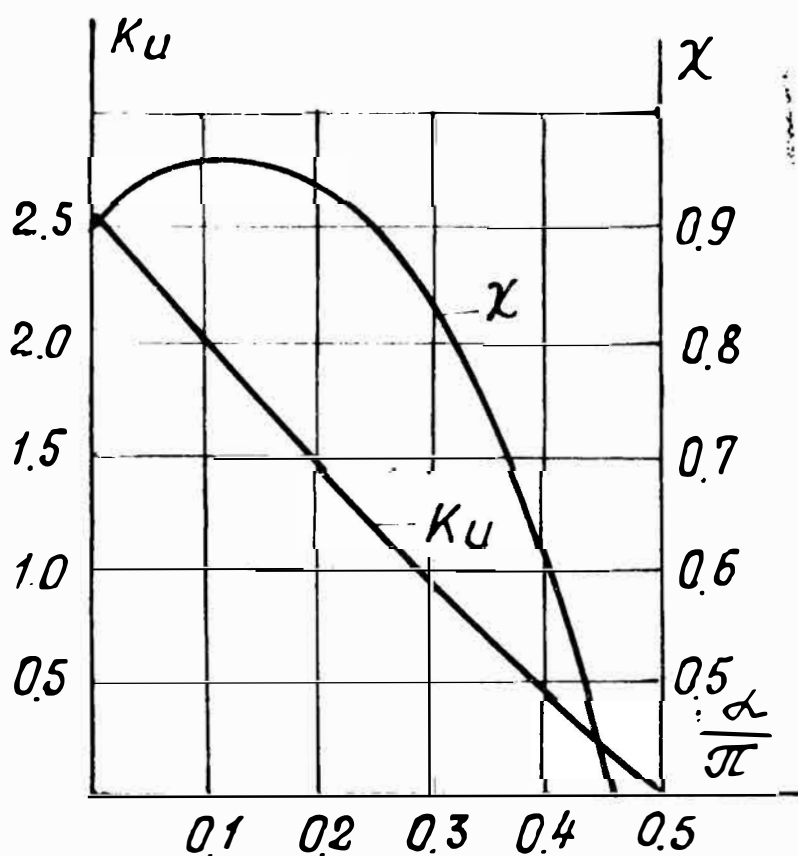


Рис. 3.26. Составной повышающий выпрямитель на базе звеньев с параллельным ключом и уменьшенным числом коммутирующих приборов: а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема для $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; $(\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$; в — эквивалентная схема для $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$; г — временные диаграммы

приборов. Схема такого преобразователя изображена на рис. 3.26, а. Допустим, что входное напряжение имеет полярность, обозначенную на указанном рисунке без скобок. Протекающим в устройстве процессам соответствуют эквивалентные схемы, показанные на рис. 3.26, б, в. Магнитный поток дросселя Dp_1 на протяжении всего интервала $0 \leq \vartheta \leq \pi$ создается током обмотки W_2 , замыкающимся через питающую сеть, диод V_3 и нагрузку (C_1, C_2, R_H). При $\alpha \leq \vartheta \leq (\pi - \alpha)$ включен запираемый тиристор V_2 , обмотка W_1 дросселя Dp_2 оказывается присоединенной параллельно входным зажимам, ее ток нарастает (см. рис. 3.26, в). В момент времени, соответствующий углу $(\pi - \alpha)$, ключ V_2 размыкается, ток дросселя Dp_2 скачком переводится из обмотки W_1 в обмотку W_2 и замыкается через нагрузку, диод V_4 и частично через питающую сеть во «встречном» по отношению к напряжению направлении. Таким образом, при углах $\alpha \leq \vartheta \leq \pi - \alpha$ токи обоих дросселей во входной цепи складываются ($i_{вх} = i_{W_1 Dp_2} + i_{W_2 Dp_1}$), а на остальной

Рис. 3.27. Зависимости коэффициента передачи по напряжению K_U и коэффициента мощности χ от угла регулирования α для выпрямителя по рис. 3.26



части полупериода — вычитаются ($i_{вх} = i_{W_2 Dp_1} - i_{W_2 Dp_2}$). Если схема симметрична, а пульсации потока дросселей пренебрежимо малы, то на интервалах $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; $(\pi - \alpha) \leq \vartheta \leq \pi$ входной ток $i_{вх} \cong 0$. Очевидно, что при полярности входного напряжения, обозначенной в скобках, дроссели меняются ролями: на протяжении всего полупериода обтекает ток обмотка $W_2 Dp_2$, а ток дросселя Dp_1 при углах $(\pi + \alpha)$, $(2\pi - \alpha)$ переводится

из одной обмотки в другую. Полагая, что $W_1 = W_2$, можно получить следующие выражения для коэффициентов передачи и мощности выпрямителя:

$$K_U = \frac{4 \cos \alpha}{\alpha + \pi/2}; \quad \chi_{(B \rightarrow \infty)} = \frac{2 \sqrt{2} \cdot \cos \alpha}{\sqrt{\pi (\pi - 2\alpha)}}.$$

Зависимости K_U , $\chi = f(\alpha/\pi)$ показаны на рис. 3.27. Минимум коэффициента передачи $K_{U \min} = 0$, а максимум, как и в предыдущем устройстве, $K_{U \max} = 8/\pi$, т. е. в четыре раза превышает аналогичный параметр мостового выпрямителя. По существу, рассматриваемое устройство образовано из двух звеньев в каждом из которых отсутствуют нулевые вентили. Однако компенсация во входной цепи на соответствующих интервалах «отрицательного» тока одного из дросселей «положительным» током другого обеспечивает достаточно высокий коэффициент мощности устройства в целом.

§ 3.3. Однофазные выпрямители на основе схемы удвоения напряжения

Для повышения выпрямленного напряжения широко используется принцип поочередного заряда конденсаторов от соответствующих полуволн питающей сети и суммирования их напряжений на нагрузке. Как правило, в качестве реактивных элементов таких схем применяют только конденсаторы. Если в нерегулируемых устройствах подобное построение схем допустимо (хотя и сопровождается невысокими энергетическими и мягкой внешней характеристиками, большими импульсными токами при включении), то в регулируемых преобразователях практически обязательными элементами являются ограничивающие дроссели. На рис. 3.28 показан повышающий преобразователь с индуктивно-емкостным фильтром, выполненный на базе схемы удвоения напряжения. Допустим, что входное напряжение имеет знак, показанный на рис. 3.28, а без скобок. В диапазоне углов $0 \leq \vartheta \leq \alpha$ симистор V_5 закрыт, и входной ток замыкается по цепи, изображенной на рис. 3.28, б. Обе обмотки дросселя, включенные на данном интервале последовательно согласно, обтекаются током. При угле α подается запускающий импульс на V_5 , он отпирается, что приводит к запиранию диода V_4 и скачкообразному

увеличению тока обмотки W_1 в два раза (при $W_1 = W_2$). До окончания рассматриваемого полупериода (т. е. до π) токи протекают по цепям, показанным на рис. 3.28, в. На следующем полупериоде входного напряжения описанные процессы повторяются, причем на интервале $\pi \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha)$ ток течет через V_2, V_3 и обе обмотки дросселя, а на интервале $(\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi$ — через V_5, V_2 и обмотку W_2 . Приравнивая нулю среднее за полу-

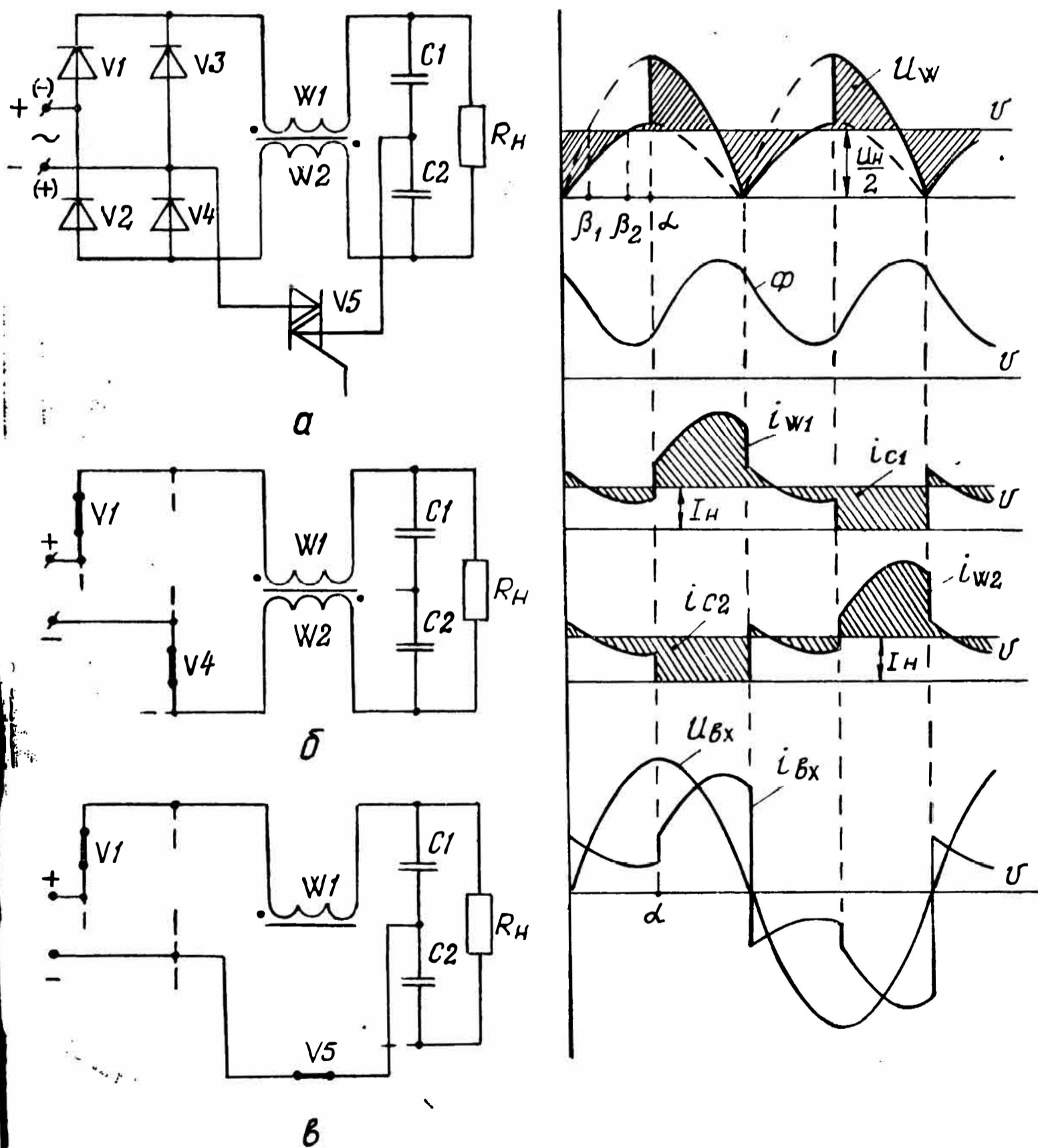


Рис. 3.28. Выпрямитель с удвоением выходного напряжения: а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема для $0 \leq \vartheta \leq \alpha$; в — эквивалентная схема для $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$; г — временные диаграммы

период напряжение на обмотке, получим следующее выражение для коэффициента передачи:

$$K_U = \frac{3 + \cos \alpha}{\pi}. \quad (3.64)$$

Если симистор не включать ($\alpha = \pi$), то схема работает в режиме обычного мостового выпрямителя с коэффициентом передачи $K_U = 2/\pi$. При постоянно включенном симисторе ($\alpha = 0$) выходное напряжение удваивается. Следует подчеркнуть, что использование вместо двухобмоточного дросселя двух однообмоточных, работающих в режиме непрерывного магнитного потока, не позволяет удваивать выходное напряжение (получим составной выпрямитель, выполненный на базе двух однополупериодных схем, коэффициент передачи которого $K_U = 2/\pi$). Поэтому осуществляемая дросселем связь между цепями передачи энергии в конденсаторы C_1 и C_2 имеет принципиальное значение. Записывая переменную составляющую тока обмотки W_1 дросселя через интеграл от приложенного к ней напряжения и учитывая, что в установившемся режиме выполняется равенство

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{(\pi+\alpha)} i_{W1} \cdot d\vartheta = I_H,$$

после преобразований получим следующие выражения для относительного тока данной обмотки:

$$i_{W1}^* = \frac{i_{W1}}{I_H} = \begin{cases} 1 + \frac{1}{K_U \cdot X_{L\Sigma}^*} \left(d - \frac{\cos \alpha}{2} - \cos \vartheta - K_U \cdot \vartheta \right), & 0 \leq \vartheta \leq \alpha; \\ 2 + \frac{2}{K_U \cdot X_{L\Sigma}^*} \left(d + \frac{\cos \alpha}{2} - 2 \cos \vartheta - K_U \cdot \vartheta \right) & \alpha \leq \vartheta \leq \pi; \\ 1 + \frac{1}{K_U \cdot X_{L\Sigma}^*} \left(d - \frac{\cos \alpha}{2} + \cos \vartheta - K_U (\vartheta - \pi) \right) & \pi \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha); \\ 0, & (\pi + \alpha) \leq \vartheta \leq 2\pi. \end{cases} \quad (3.65)$$

Здесь $X_{L\Sigma}^* = \frac{\omega L_\Sigma}{R_H}$; L_Σ — индуктивность дросселя по суммарным виткам двух обмоток;

$$d = \frac{3}{2} - \frac{\sin \alpha - \alpha \cdot \cos \alpha}{\pi}.$$

В зависимости от α ток i_{W1}^* принимает минимальные значения при одном из углов: $\beta_1 = \arcsin (K_U/2)$, α , $\beta_2 = \arcsin K_U$. Как показывают расчеты, $\beta_1 = \alpha$ при $\alpha = 0,207 \pi$, а $\beta_2 = \alpha$ при $\alpha = 0,462 \pi$. Приравнявая $i_{W1}^* = 0$, $X_{L\Sigma}^* = X_{L\Sigma \text{кр}}^*$ и подставляя углы β_1 , α и β_2 в соответствующие выражения системы уравнений (3.65), получим

$$X_{L\Sigma \text{кр}}^* = \begin{cases} \frac{1}{K_U} \left(-d - \frac{\cos \alpha}{2} + 2 \cos \beta_1 + K_U \cdot \beta_1 \right), & 0 < \alpha < 0,207 \pi; \\ \frac{1}{K_U} \left(-d + \frac{3}{2} \cos \alpha + K_U \cdot \alpha \right), & 0,207 \pi < \alpha < 0,462 \pi; \\ \frac{1}{K_U} \left(-d + \frac{\cos \alpha}{2} + \cos \beta_2 + K_U \cdot \beta_2 \right), & 0,462 \pi < \alpha < \pi. \end{cases} \quad (3.66)$$

Ток i_{W1} принимает максимальное значение при большем из углов: $(\pi - \beta_1)$ или α . Используя второе уравнение системы (3.65), можно записать

$$I_{W1 \text{max}}^* = 2 \left(1 + \frac{F_a}{B} \right), \quad (3.67)$$

где

$$F_a = \left[\frac{1}{K_U \cdot X_{L \text{кр}}^*} \left(d + \frac{\cos \alpha}{2} - 2 \cos \vartheta - K_U \cdot \vartheta \right) \right]_{\text{max}}.$$

Относительная величина действующего тока обмоток дросселя

$$I_{W1,2 \text{д}}^* = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[2 \int_0^\alpha (i_{W1}^*)^2 d\vartheta + \int_\alpha^\pi (i_{W1}^*)^2 d\vartheta \right]} = \sqrt{2 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{F_{\phi 1L}}{B} + \frac{F_{\phi 2L}}{B^2}}. \quad (3.68)$$

Здесь

$$F_{\phi 1L} = \frac{2}{\pi \cdot K_U \cdot X_{L\Sigma \text{кр}}^*} \left(\int_0^\alpha F_{iL} d\vartheta + 2 \int_\alpha^\pi F_{iL} \cdot d\vartheta \right);$$

$$F_{\phi 2L} = \frac{1}{\pi \cdot K_U^2 \cdot (X_{L\Sigma \text{кр}}^*)^2} \left(\int_0^\alpha F_{iL}^2 d\vartheta + 2 \cdot \int_\alpha^\pi F_{iL}^2 \cdot \vartheta \right);$$

$$F_{iL} = \begin{cases} d - \frac{\cos \alpha}{2} - \cos \vartheta - K_U \cdot \vartheta, & 0 \leq \vartheta \leq \alpha. \\ d + \frac{\cos \alpha}{2} - 2 \cos \vartheta - K_U \vartheta, & \alpha \leq \vartheta \leq \pi. \end{cases}$$

(3.69)

поскольку дроссель имеет две идентично нагруженные обмотки, то выражение для его коэффициента габаритной мощности (1.13) с учетом (3.67), (3.68) можно представить в виде

$$K_L = \frac{1}{2} X_{L\Sigma}^* \cdot I_{W_{\max}}^* \cdot I_{W_d}^* = X_{L\Sigma \text{кр}}^* (B + F_a) \times$$

$$\times \sqrt{2 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{F_{\phi 1L}}{B} + \frac{F_{\phi 2L}}{B^2}}.$$

(3.70)

На рис. 3.29, 3.30 показаны зависимости $X_{L\Sigma \text{кр}}^*$, F_a , $F_{\phi 1L}$, $F_{\phi 2L}$, $K_L = f(\alpha/\pi)$, рассчитанные численно по приведенным выше уравнениям. Видно, что повышение коэффициента передачи K_U (уменьшение угла α) в целом сопровождается ростом расчетной мощности дросселя, причем максимум K_L наблюдается в диапазоне $\alpha = (0,3-0,4) \pi$. Коэффициент пульсаций напряжения на каждом из конденсаторов фильтра определим из общего выражения (3.57), в качестве подынтегральной функции которого подставим $i_{c1}^* = i_{w1}^* - 1$. Относительная величина переменной составляющей выходного напряжения

$$\frac{U_{H\sim}}{U_H} = \frac{1}{\omega R_H C} \int_0^\vartheta i_{c\Sigma}^* \cdot d\vartheta,$$

где $i_{c\Sigma}^* = i_{w1}^* + i_{w2}^* - 2$.

Угол повторяемости тока $i_{c\Sigma}^*$ равен π . Так как на интервале $0 \leq \vartheta \leq \alpha$ токи обмоток равны, а на интервале $\alpha \leq \vartheta \leq \pi$ $i_{w2} = 0$, то с учетом (3.65) можно записать

$$i_{c\Sigma}^* = \frac{2F_{iL}}{K_U \cdot X_{L\Sigma}^*}.$$

(3.71)

Здесь F_{iL} — функция переменной составляющей тока обмоток, определяемая по (3.69). Используя последние равенства, выражение для относительного коэффициента пульсаций выходного напряжения представим в виде

$$K_{пл}^* = \omega^2 L_{\Sigma} C_{\Sigma} \cdot K_{пл} = \frac{1}{2K_U} \left[\left(\int_0^{\vartheta} F_{iL} \cdot d\vartheta \right)_{\max} - \left(\int_0^{\vartheta} F_{iL} \cdot d\vartheta \right)_{\min} \right]. \quad (3.72)$$

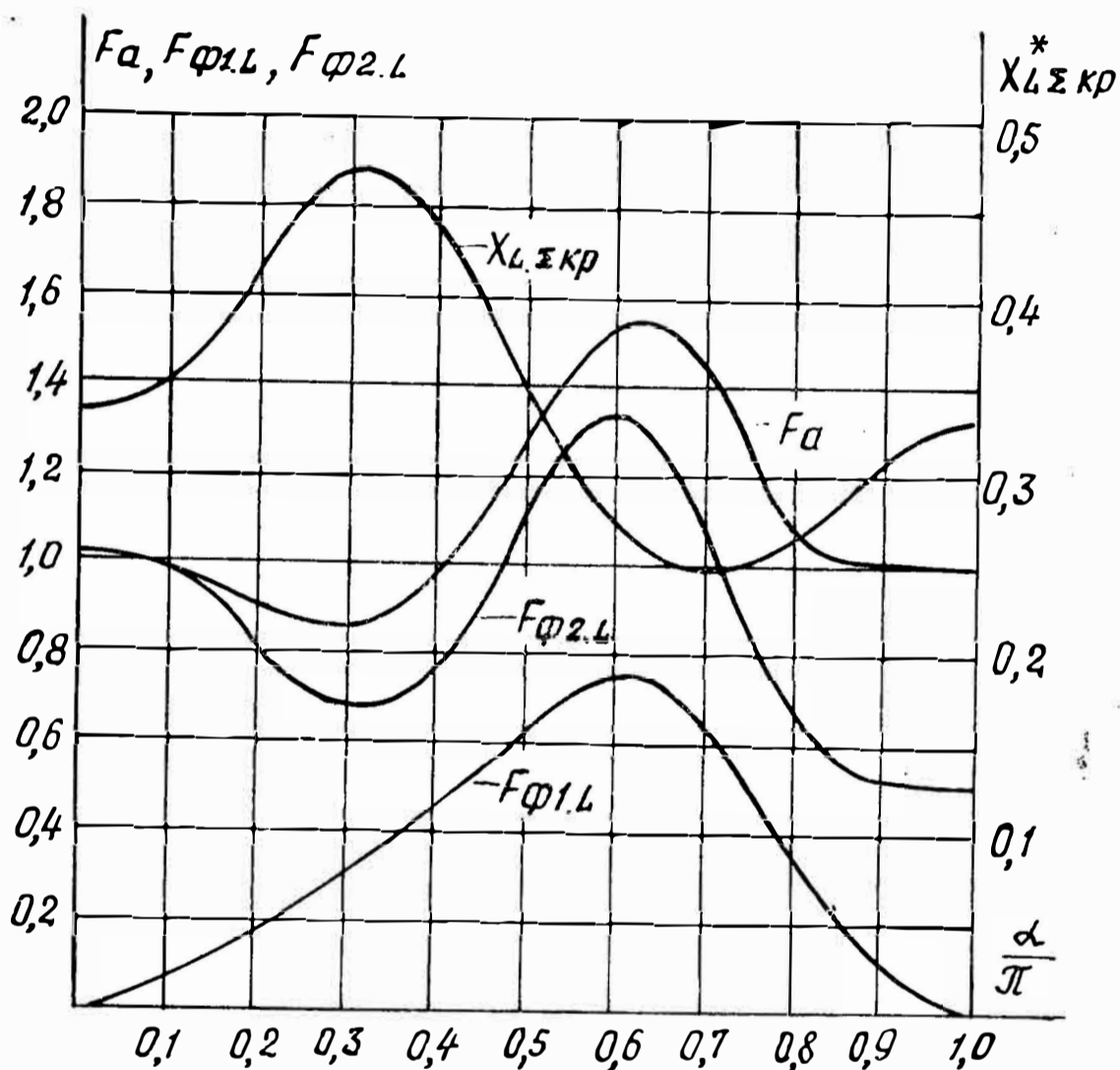


Рис. 3.29. Зависимости параметров амплитуды и формы тока дросселя, а также относительного сопротивления дросселя в критическом режиме от угла регулирования

Здесь $C_{\Sigma} = 0,5 C$ — суммарная емкость конденсаторной батареи. Из этого уравнения следует, что пульсации выходного напряжения обратно пропорциональны L_{Σ} во всем диапазоне регулирования и фактически зависят от переменной составляющей магнитного потока дросселя. Это существенная положительная особенность схемы. Действительно, во всех устройствах, рассмотрен-

ных в настоящей главе, влияние дросселя на $K_{пл}$ было ограниченным. Графики зависимостей $K_{плс}^{**}$, $K_{пл}^* = f(\alpha/\pi)$ показаны на рис. 3.31. В крайних точках диапазона регулирования $K_{пл}^*$ имеет одинаковые значения (0,1686), изменяясь внутри диапазона от 0,132 до 0,214. Отметим, что относительная переменная составляющая

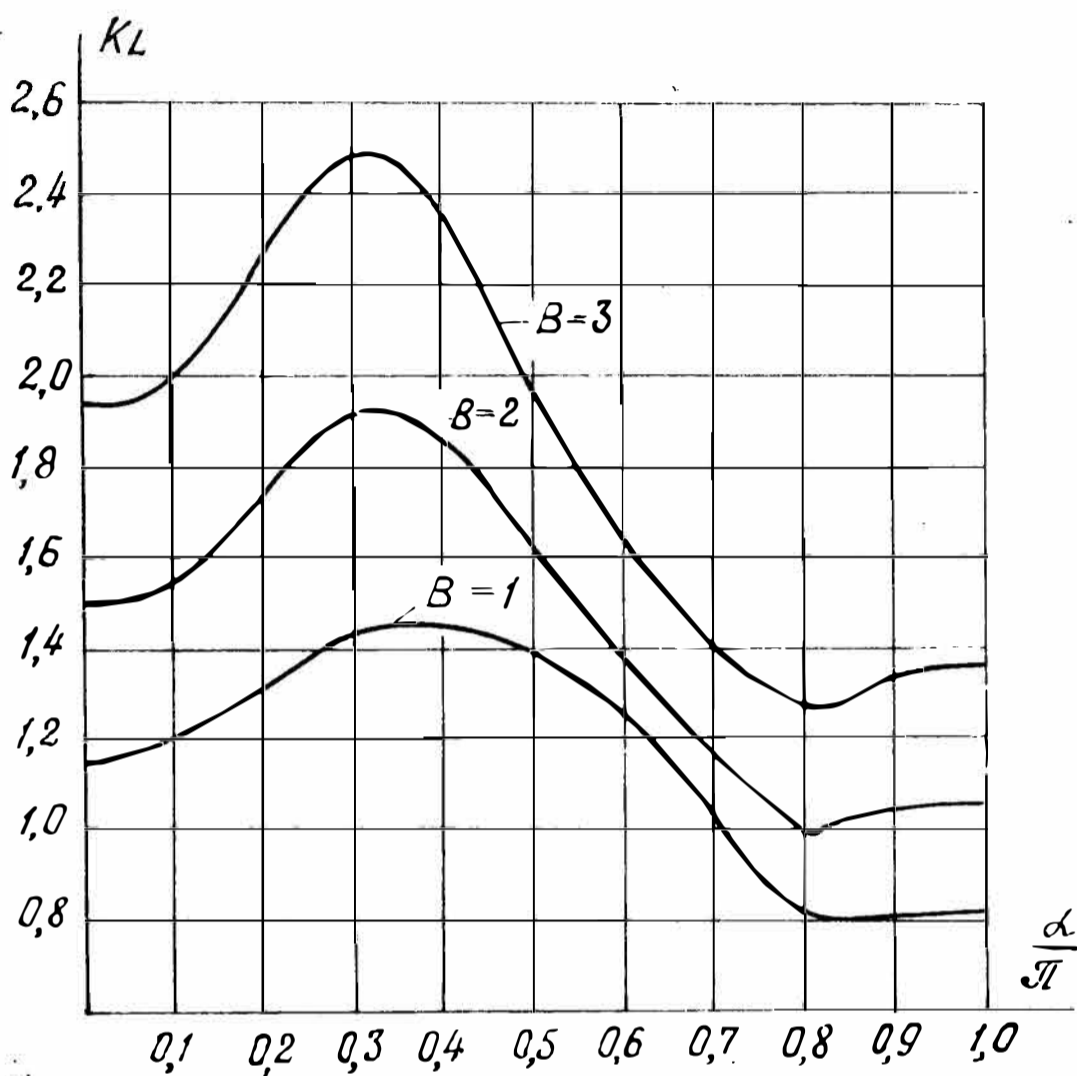


Рис. 3.30. Зависимости коэффициента расчетной мощности дросселя K_L от угла регулирования α

напряжения на каждом из конденсаторов равна аналогичной составляющей суммарного напряжения лишь при выключенном симисторе (коэффициенты пульсаций связаны равенством $K_{пл}^{**} = K_{пл}^* / X_L^*$). Во всем же диапазоне регулирования $K_{пл} < K_{плс}$, что объясняется фазовым сдвигом между U_{C1} и U_{C2} . Действующий входной ток (см. рис. 3.28, г):

$$\begin{aligned}
 I_{вх.д}^* &= \frac{I_{вх.д}}{I_H} + \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (i_{w1}^*)^2 \cdot d\vartheta} = \\
 &= \sqrt{4 \frac{3\alpha}{\pi} + \frac{F_{\phi 1вх}}{B} + \frac{F_{\phi 2вх}}{B^2}}, \quad (3.73)
 \end{aligned}$$

где

$$F_{\phi 1 \text{вх}} = \frac{2}{\pi K_U \cdot X_{L\Sigma \text{кр}}^*} \left[\int_0^\alpha F_{iL} \cdot d\vartheta + 4 \int_\alpha^\pi F_{iL} d\vartheta \right];$$

$$F_{\phi 2 \text{вх}} = \frac{1}{\pi \cdot K_U^2 (X_{L\Sigma \text{вх}}^*)^2} \left[\int_0^\alpha F_{iL}^2 \cdot d\vartheta + 4 \int_\alpha^\pi F_{iL}^2 \cdot d\vartheta \right].$$

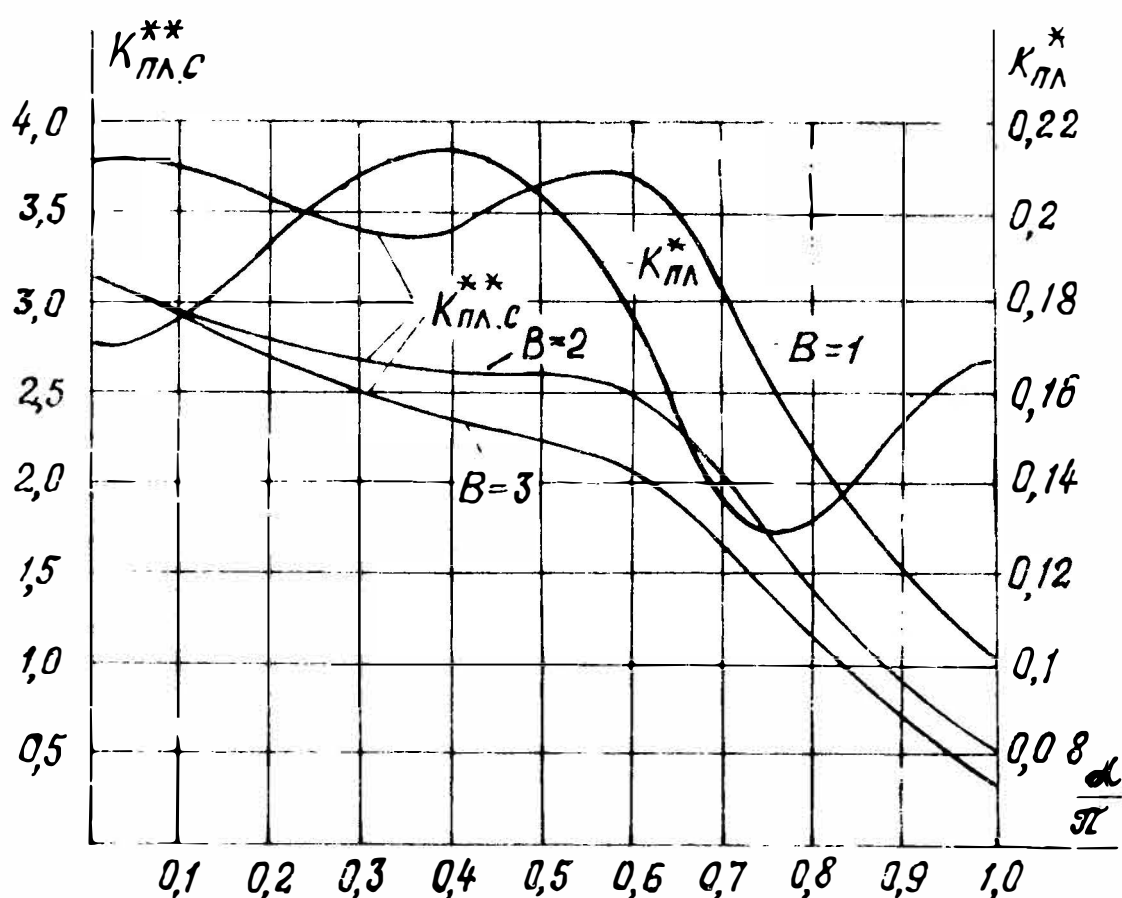


Рис. 3.31. Зависимости относительных коэффициентов пульсаций напряжения на каждом из конденсаторов $K_{\text{пл.с}}^{**}$ и нагрузке $K_{\text{пл}}^*$ от угла регулирования α для выпрямителя с удвоением выходного напряжения

Коэффициент мощности

$$\chi = \frac{\sqrt{2} K_U}{I_{\text{вхд}}^*} = \frac{\sqrt{2} (3 + \cos \alpha)}{\pi \sqrt{4 - \frac{3\alpha}{\pi} + \frac{F_{\phi 1 \text{вх}}}{B} + \frac{F_{\phi 2 \text{вх}}}{B^2}}}. \quad (3.74)$$

Графики зависимостей $F_{\phi \text{вх}}$, $\chi = f(\alpha/\pi)$ представлены на рис. 3.32. Видно, что коэффициент мощности, как обычно, увеличивается с ростом B , а его минимальное значение наблюдается в диапазоне углов регулирования $\alpha = (0,6 \div 0,8) \pi$. Средние и действующие токи вентиляей

$$I_{V1, V2cp}^* = 1 - \frac{\alpha}{2\pi}; \quad I_{V1, V2d}^* = \sqrt{2 - \frac{3\alpha}{2\pi}};$$

$$I_{V3, V4cp}^* = \alpha/2\pi; \quad I_{V3, V4d}^* = \sqrt{\alpha/2\pi};$$

$$I_{V5cp}^* = 2 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right); \quad I_{V5d}^* = 2\sqrt{1 - \alpha/\pi}.$$

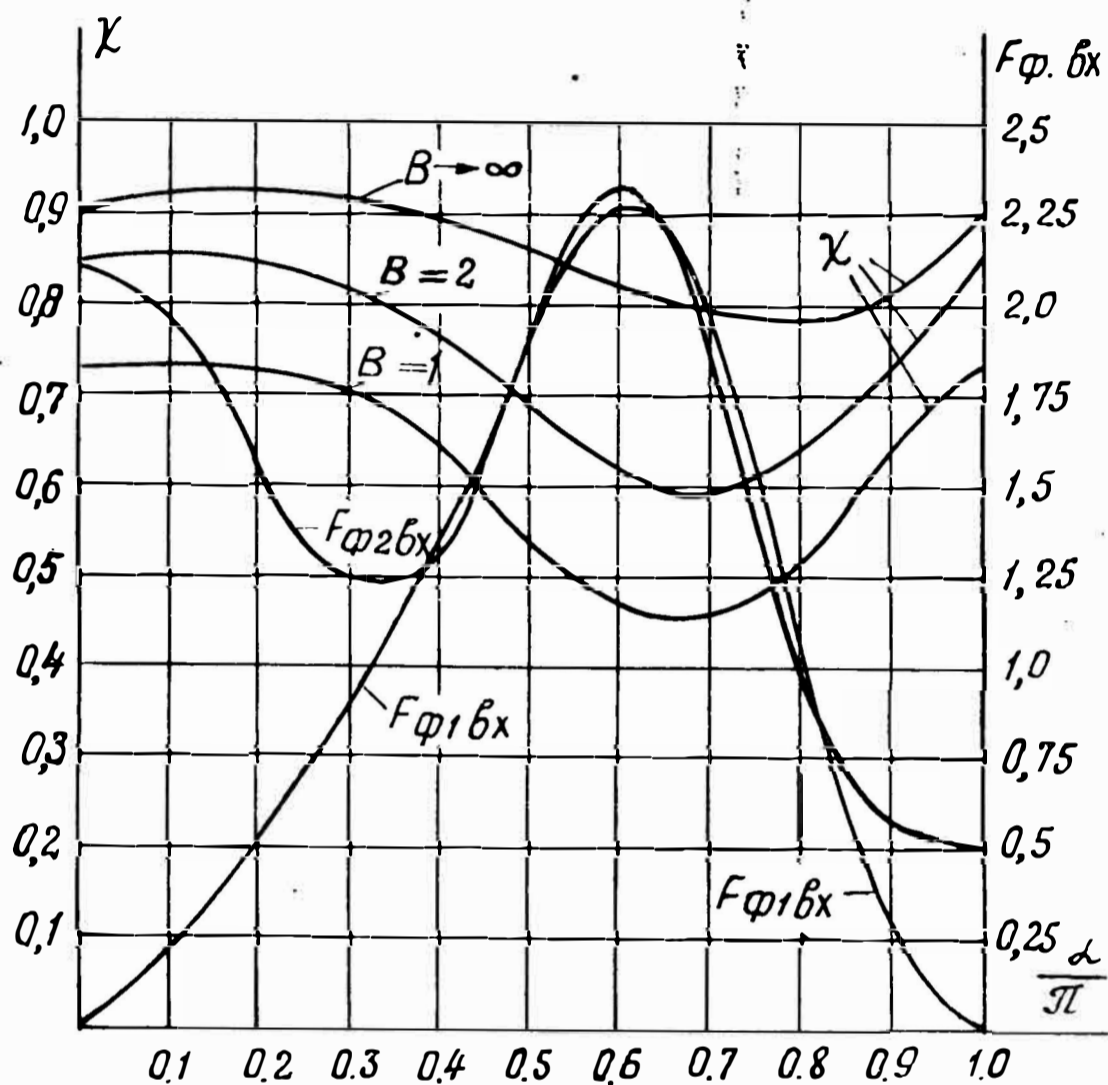


Рис. 3.32. Зависимости коэффициента мощности χ и параметров формы входного тока $F_{\phi 1}$, $F_{\phi 2}$ от угла регулирования α

Коэффициенты расчетных мощностей вентиляей

$$K_{V_{H\Sigma}} = 2 \left[\frac{\Delta U_{0V_{H\Sigma}}^*}{K_U} + R_{dV_{H\Sigma}}^* \left(2 - \frac{\alpha}{\pi} \right) \right]; \quad (3.75)$$

$$K_{V_y} = 2 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} \right) \left[\frac{\Delta U_{0V_y}^*}{K_U} + 2R_{dV_y}^* \right].$$

С ростом коэффициента передачи (уменьшением α) растет нагрузка диодов V_1 , V_2 , симистора V_5 и падает нагрузка V_2 , V_4 . При $\alpha=0$ вентиляи V_2 , V_4 вообще не проводят ток, а симистор постоянно включен. Поэтому

В нерегулируемом выпрямителе с удвоением выходного напряжения перечисленные приборы можно исключить, а схему представить в виде, показанном на рис. 3.33. Естественно, что к данному устройству применимы все результаты проведенного анализа (при $\alpha=0$). С целью повышения коэффициента мощности можно использо-

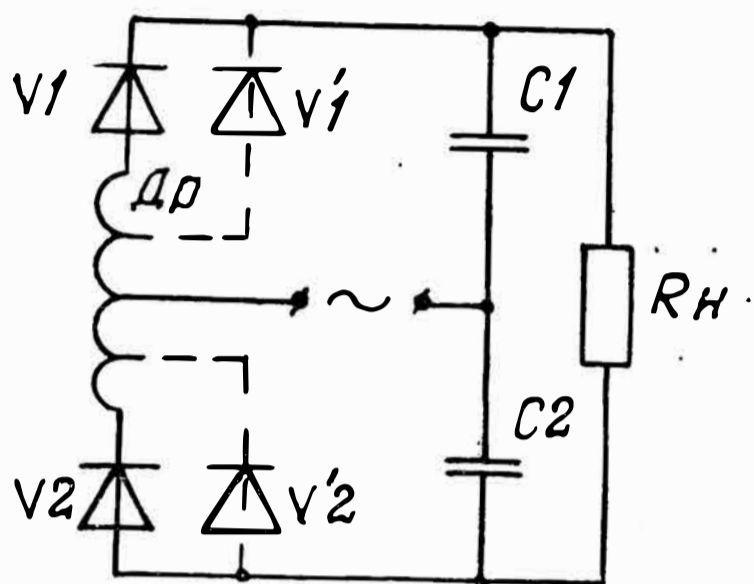


Рис. 3.33. Неуправляемый выпрямитель с удвоением выходного напряжения

вать предложенный способ формирования ступенчатого входного тока путем коммутации витков дросселя (см. § 3.1). Для этого каждая из обмоток выполняется с выводом средней точки, которая через дополнительный диод присоединяется к нагрузке (на рис. 3.3 показано пунктиром).

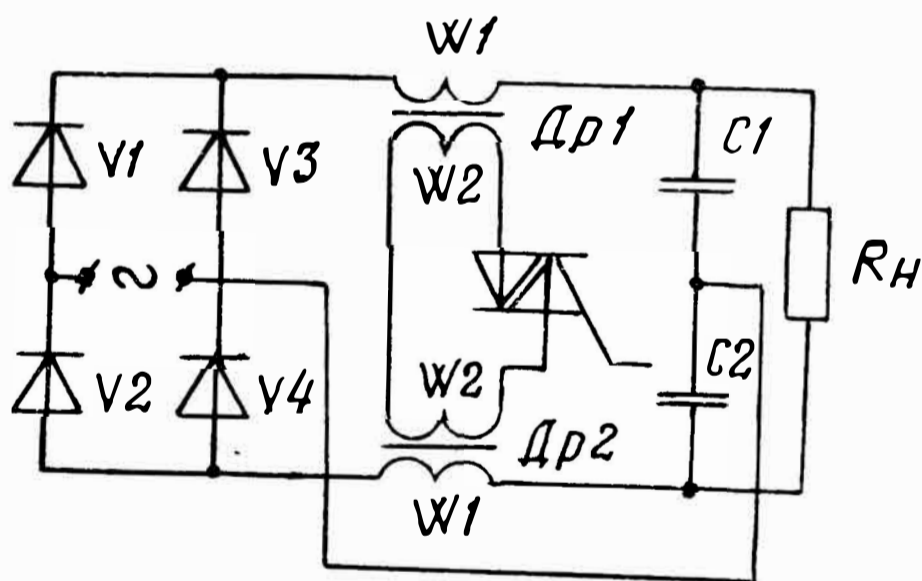


Рис. 3.34. Повышающий выпрямитель с фазовым регулированием связи двух сглаживающих дросселей

В рассмотренном регулируемом выпрямителе по рис. 3.28 общий вывод фильтровых конденсаторов периодически подключается к одному из выводов питающей сети. Иногда это нежелательно или недопустимо (например, при необходимости заземления указанных

выводов). Схема, изображения на рис. 3.34, также обеспечивает регулируемое повышенное напряжение без коммутации средней точки конденсаторов [23]. Если симистор V_5 выключен, то выходное напряжение равно сумме напряжений двух однополупериодных выпрямителей с LC -фильтрами (вентили V_3, V_4 выполняют роль нулевых). При включенном симисторе дроссели Dp_1, Dp_2 оказываются связанными, их токи складываются и во внешней цепи замыкаются через одну из первичных обмоток W_1 (в зависимости от полярности $U_{вх}$). Не останавливаясь на подробном анализе данного устройства, отметим, что ему свойственна увеличенная расчетная мощность дросселей. Аналогично схеме рис. 3.28 можно построить трехфазный повышающий выпрямитель (рис. 3.35). Однако с помощью вентиля V_7 можно

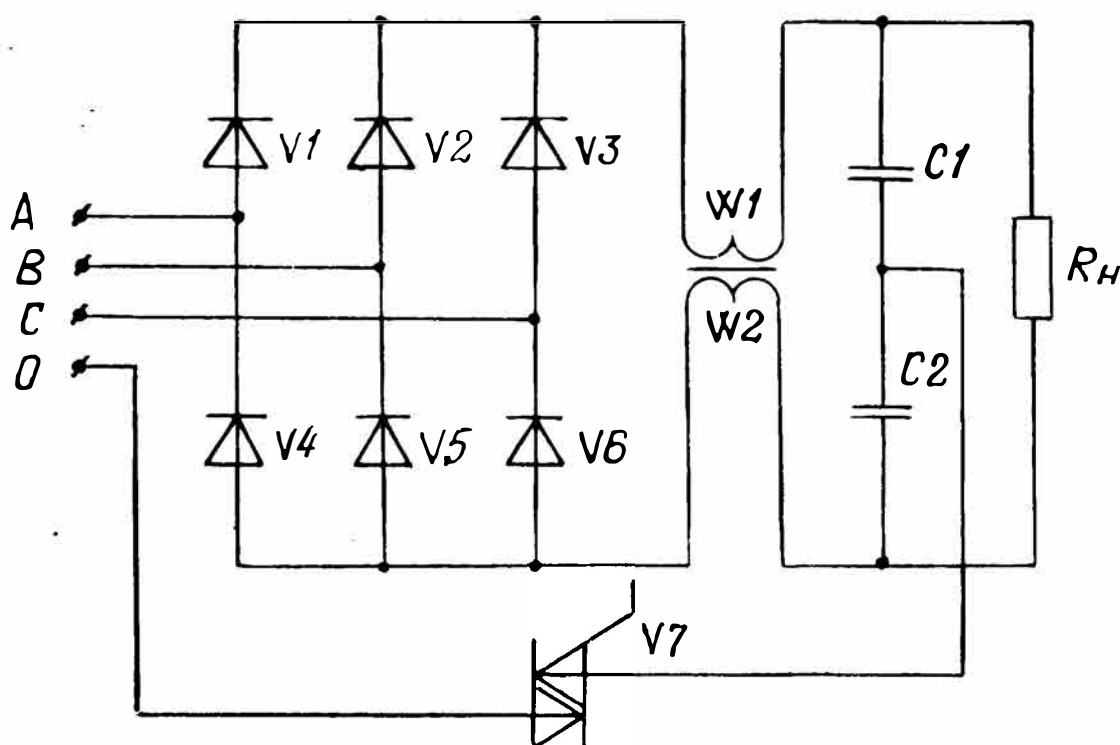


Рис. 3.35. Трехфазный выпрямитель с повышенным выходным напряжением

изменять выходное напряжение в небольшом диапазоне: между выпрямленными линейными и удвоенным фазным напряжениями. Поэтому в качестве регулируемого преобразователя данная схема практического интереса не представляет. Как нерегулируемое устройство она может быть использована, и в ряде случаев достаточно эффективно. Не требуется дополнительных мер для выравнивания напряжений на частях конденсаторной батареи фильтра, причем конденсаторы выбираются на меньшее напряжение.

§ 3.4. Сравнительные характеристики однофазных повышающих выпрямителей

В каждом из рассмотренных преобразователей изменение коэффициента передачи K_U сопровождается изменением режимов работы элементов и соответственно коэффициентов их расчетных мощностей. Для наглядного представления о дополнительных затратах, связанных с реализацией бестрансформаторного повышения напряжения, выберем в качестве базовой схему неуправляемого мостового выпрямителя и проведем сопоставление различных устройств по относительным коэффициентам

$$K_{\text{отн}} = K/K_6,$$

где K , K_6 — соответствующие коэффициенты расчетных мощностей элементов, а также коэффициенты передачи и мощности повышающего и базового выпрямителей.

Базовая схема имеет следующие численные значения коэффициентов: передачи — $K_U = 2/\pi$; мощности — $\chi_{(B=1)} = 0,732$; $\chi_{(B=2)} = 0,848$; расчетной мощности дросселя фильтра — $K_{L(B=1)} = 0,814$; $K_{L(B=2)} = 1,054$; расчетной мощности конденсаторов фильтра — $K_{C3} = 0,51/(B \cdot K_{\text{пл}})$; расчетной мощности вентиляционного комплекта — $K_{VCP} = \pi \cdot \Delta U_0^*$. Последний из перечисленных параметров характеризует потери в вентилях от среднего тока. При номинальных нагрузках вентиляей данная составляющая потерь, как правило, является основной [2]. В качестве сравниваемых выберем следующие схемы регулируемых повышающих выпрямителей: с «закорачиваемым» дросселем (см. рис. 3.13), с параллельным ключом (см. рис. 3.18), составную схему с параллельными ключами (см. рис. 3.22) и схему удвоения напряжения (см. рис. 3.28). Графики зависимостей относительных коэффициентов приведены на рис. 3.36. Как показывает анализ, величины $K_{\text{лотн}}$ слабо зависят от коэффициентов B запаса дросселей по индуктивности. Поэтому на рис. 3.36, а даны кривые для $B=1$. Видно, что только в схеме с «закорачиваемым» дросселем $K_{\text{лотн}} < 1$, т. е. расчетная мощность дросселя меньше, чем в неуправляемом выпрямителе. Для остальных схем она всегда выше. При двухкратном увеличении выходного напряжения наименьшим значением K_L обладает схема удвоения (см. рис. 3.28). Выпрямители с промежуточным накоплением энергии

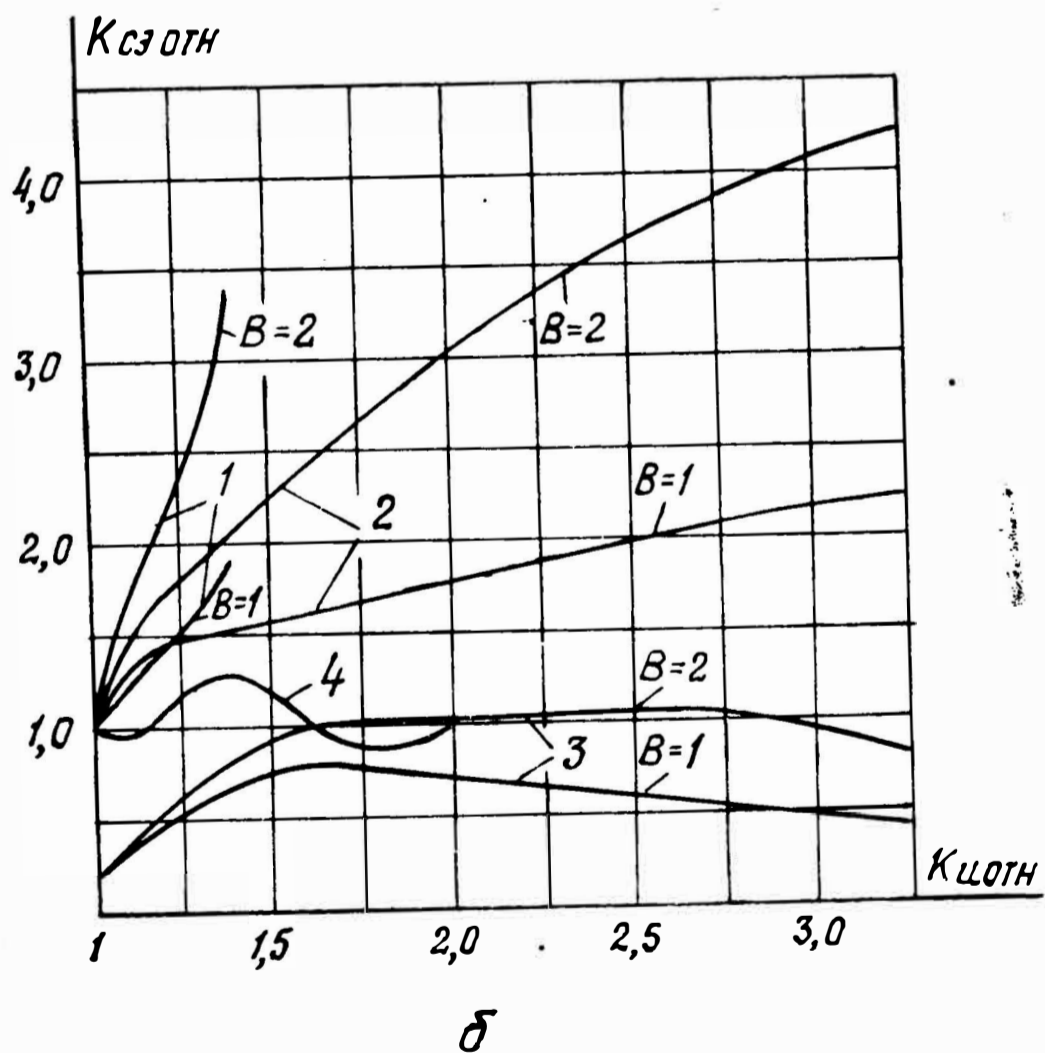
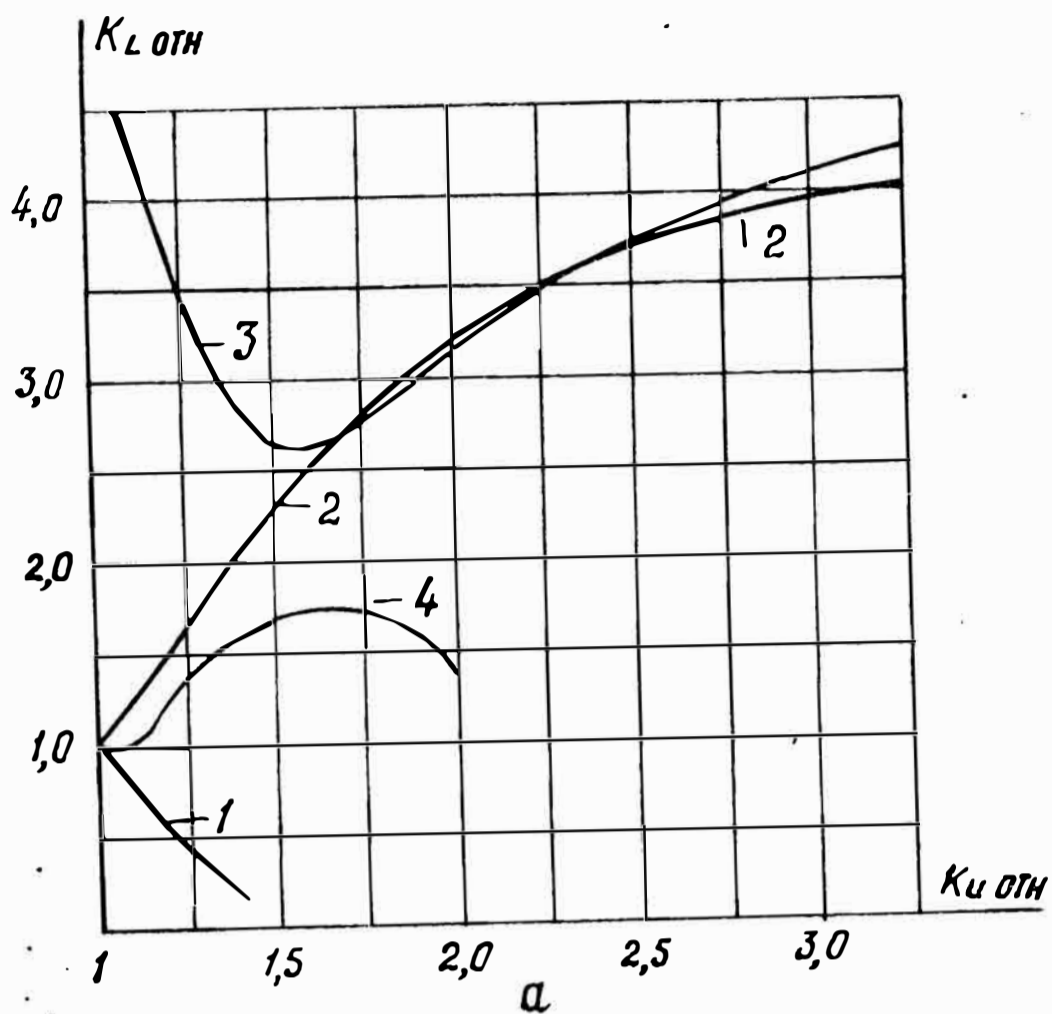
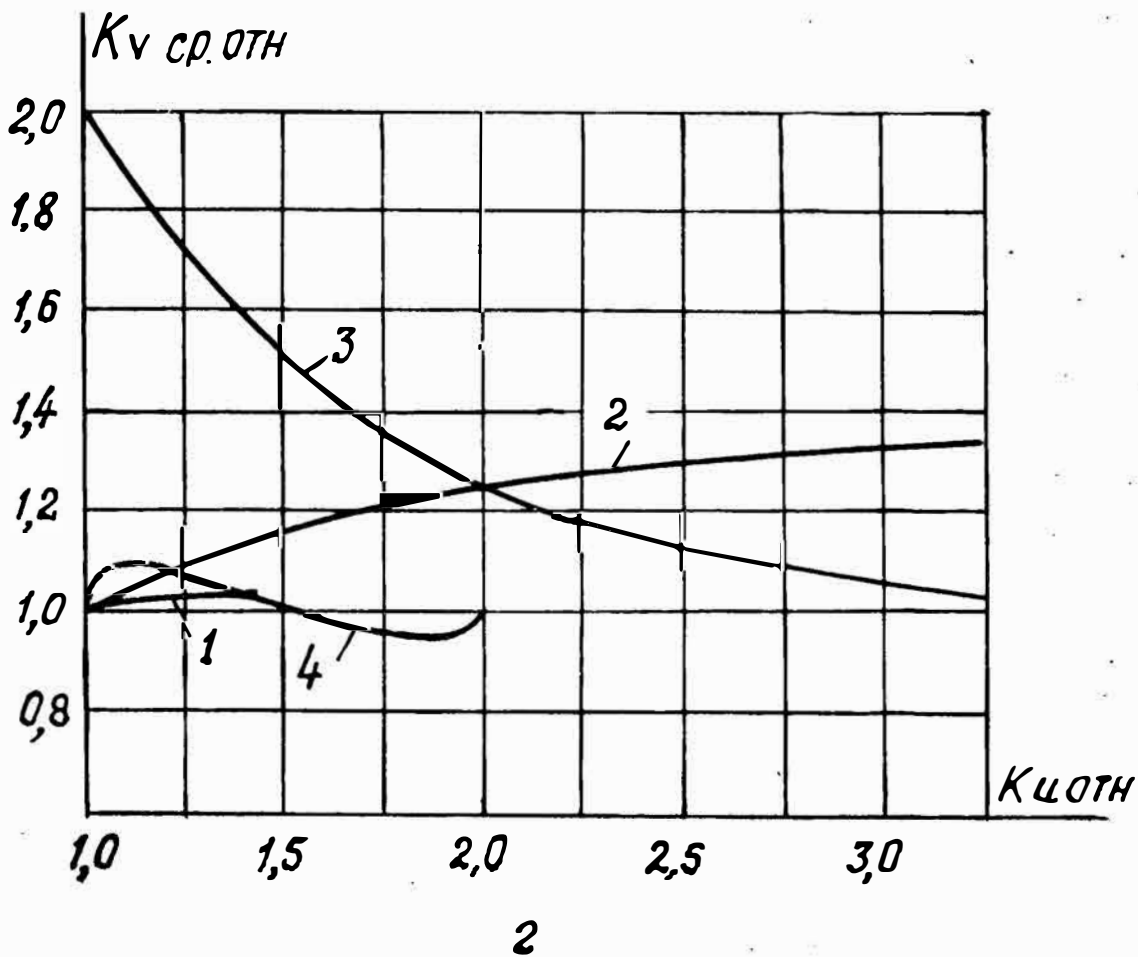
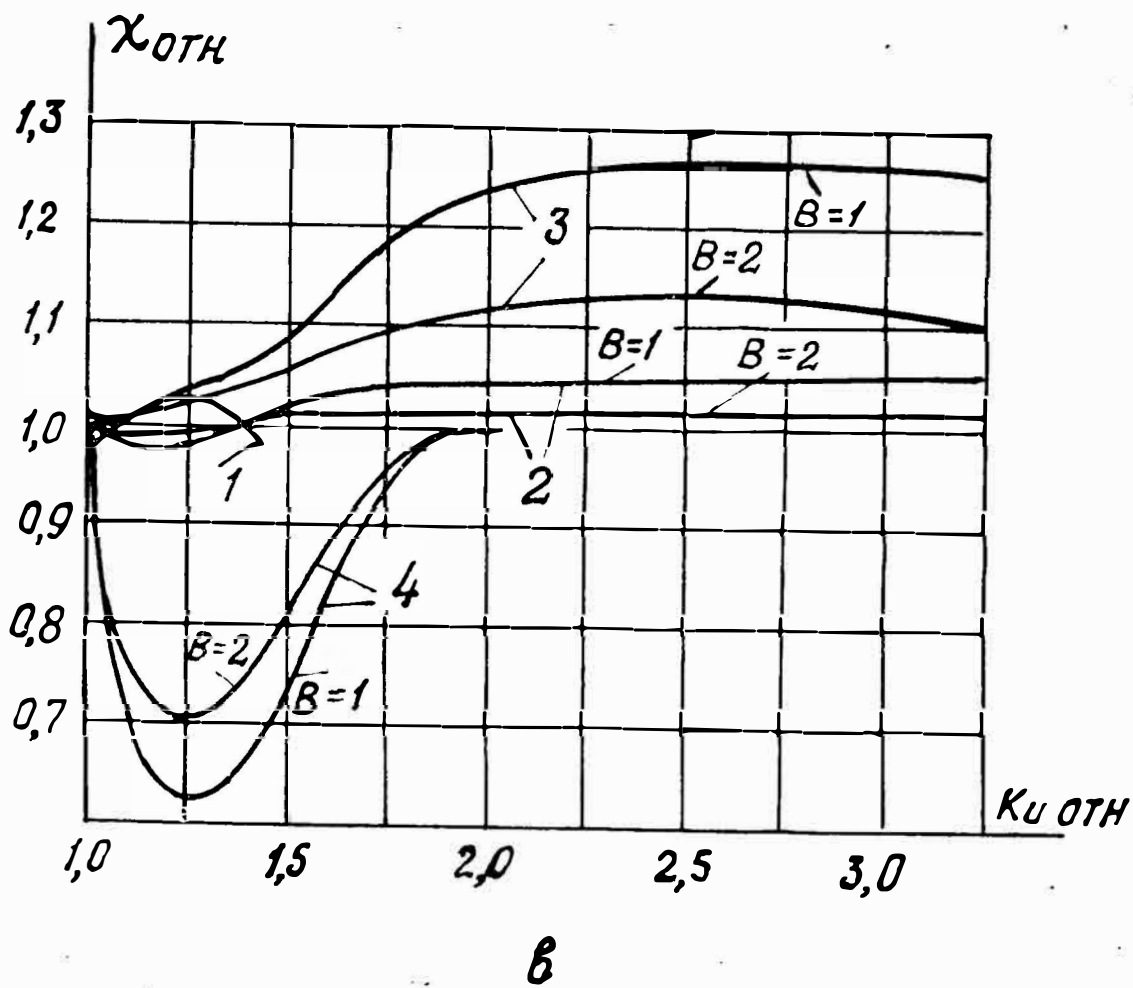


Рис. 3.36. Зависимости коэффициентов расчетной мощности сглаживающих дросселей K_L (а), фильтровых конденсаторов $K_{CЭ}$ (б), коэффициента мощности χ (в) и коэффициента расчетной мощности вентиля по среднему току K_{Vcp} (г) от



коэффициента передачи по напряжению K_U (в относительных величинах по сравнению с аналогичными коэффициентами неуправляемой мостовой схемы) для однофазных повышающих выпрямителей: 1 — по рис. 3.13; 2 — по рис. 3.18; 3 — по рис. 3.22; 4 — по рис. 3.28

в дросселях (см. рис. 3.18, 3.22) при $K_{U_{отн}} > 1,6$ имеют примерно одинаковые расчетные мощности дросселей. Графики, приведенные на рис. 3.36, б, показывают, как с ростом K_U должна изменяться относительная энергия фильтровой конденсаторной батареи для обеспечения постоянства коэффициента пульсаций выходного напряжения. Видно, что наибольшее возрастание $K_{сэ}$ характерно для схемы с «закорачиваемым» дросселем и схемы с параллельным ключом. Это объясняется тем, что в данных устройствах рост K_U связан с ростом интервалов, в течение которых дроссели отключены от выходных цепей. Если в мостовом выпрямителе при увеличении индуктивности можно пропорционально уменьшать емкость фильтра и иметь прежние пульсации, то для указанных схем данное положение не сохраняется. Поэтому чем больше индуктивность дросселей фильтров (больше B), тем существенней рост $K_{сэ.отн}$ для схем по рис. 3.13, 3.18. В схеме удвоенная $K_{сэ.отн}$ близок к единице во всем диапазоне регулирования, причем не зависит от коэффициента запаса по индуктивности сглаживающего дросселя, а в составном выпрямителе с двумя параллельными ключами даже меньше единицы (при $B < 2$). Это еще раз свидетельствует о высокой эффективности выпрямительных устройств с промежуточным увеличением числа фаз. На рис. 3.36, в показано влияние кратности изменения выходного напряжения на коэффициент мощности преобразователей. Видно, что для схем с «закорачиваемым» дросселем и параллельным ключом $\chi_{отн}$ близок к единице, т. е. регулирование почти не изменяет коэффициент мощности. В составном выпрямителе с двумя параллельными ключами $\chi_{отн} > 1$, а в выпрямителе с удвоением напряжения на краях диапазона регулирования $\chi_{отн} = 1$, а при $K_{U_{отн}} \simeq 1,25$ имеется минимум $\chi_{отн}$, существенно меньший единицы. Можно отметить, что для всех устройств с ростом B влияние коэффициента передачи на χ уменьшается. Из графиков по рис. 3.36, г следует, что для схем с «закорачиваемым» дросселем и «удвоения» коэффициент расчетной мощности вентильного комплекта слабо зависит от коэффициента передачи. Наибольшие величины $K_{вср.отн}$ характерны выпрямителям с параллельными ключами, причем для $K_{U_{отн}} < 2$ по данному параметру наиболее «проигрывает» схема по рис. 3.22, а для $K_{U_{отн}} > 2$ — схема по рис. 3.18.

Как видим, каждому из рассмотренных устройств свойственны определенные достоинства и недостатки. Поэтому при выборе конкретного варианта схемы нужен комплексный подход с учетом практической значимости того или иного фактора. Ориентировочно можно дать следующие рекомендации. Если необходимо небольшое повышение напряжения (порядка 30%), причем желателен регулируемый коэффициент передачи, то данная задача наиболее просто решается с помощью схемы по рис. 3.3. Аналогичное повышение напряжения с фиксированным K_U лучше осуществлять выпрямителем по рис. 3.5. Для получения удвоенного и близкого к нему напряжений предпочтительно использовать схему по рис. 3.28 (в неуправляемом варианте — по рис. 3.33). При $2 < K_{Uотн} < 4$ по рассмотренному ряду параметров «выигрывает» выпрямитель по рис. 3.22. Если же необходимо небольшое изменение коэффициента передачи вблизи $K_{Uотн} \simeq 4$, можно применить выпрямитель по рис. 3.26. Следует отметить, что при одинаковом диапазоне регулирования основные параметры рассмотренных повышающих выпрямителей близки, а в ряде случаев и превышают аналогичные параметры понижающих схем. Так, например, для классического однофазного мостового выпрямителя (см. рис. 2.8, а) при изменении коэффициента передачи в диапазоне $1/\pi \leq K_U \leq 2/\pi$: $K_{L(B=1)max} = 1,966$; $K_{ил}^*_{max} = 0,37$; $\chi_{(B=1)min} = 0,48$. Выпрямитель с удвоением выходного напряжения (см. рис. 3.28) в диапазоне $2/\pi \leq K_U \leq 4/\pi$ имеет следующие «худшие» параметры: $K_{L(B=1)max} = 1,453$; $K_{ил}^*_{max} = 0,214$; $\chi_{(B=1)min} = 0,455$. Как видим, повышающий выпрямитель имеет меньшие коэффициенты расчетной мощности дросселя (K_L) и пульсаций выходного напряжения ($K_{ил}^*$) и примерно одинаковый минимум коэффициента мощности [34]. Этот пример показывает, что бестрансформаторные повышающие выпрямители достаточно эффективны и по праву могут находить более широкое применение. Практический интерес представляют также выпрямители, в которых реализована возможность как повышения, так и понижения коэффициента передачи (по сравнению с неуправляемой мостовой схемой). Дело в том, что в ряде устройств величина выходного напряжения звена постоянного тока не является жестко заданной и может быть выбрана из условий обеспечения

оптимального режима данного звена. Выбирая уровень выходного напряжения равным напряжению нерегулируемого выпрямителя при номинальном входном, в схемах с $K_{U_{отн}} \geq 1$ можно обеспечить стабилизацию данного уровня с меньшими «затратами». В качестве примера на рис. 3.37 показан выпрямитель, которому свойственны расширенный диапазон регулирования и повышенный коэффициент мощности. Устройство содержит два параллельно соединенных вентильных моста с обратными диодами и сглаживающими дросселями. Дроссели выполнены двухобмоточными, а конденсаторная батарея состоит из двух секций, средняя точка которых через симистор соединена с одним из входных выводов. Возможны три режима работы преобразователя. В первом режиме тиристоры мостов включаются с нулевым углом управления, т. е. используются как неуправляемые, а регулирование выходного напряжения осуществляется за счет изменения фазы включения симистора V_6 . Преобразователь аналогичен двум параллельно работающим схемам по рис. 3.28 и обеспечивает $1 \leq K_{U_{отн}} \leq 2$.

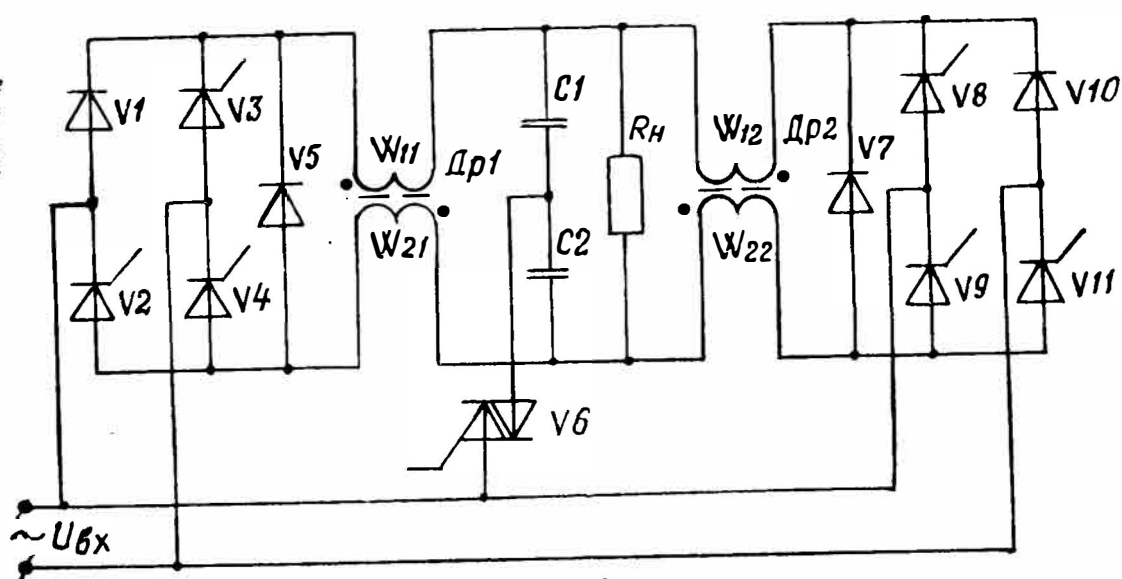


Рис. 3.37. Выпрямитель с расширенным диапазоном регулирования выходного напряжения и улучшенными энергетическими характеристиками

Во втором режиме вентиль V_6 не включается, угол управления для V_4, V_9 устанавливается равным нулю, а регулирование выходного напряжения осуществляется изменением фазы включения вентилях V_2, V_3, V_8, V_{11} . При этом вентильные мосты используются как асимметрично управляемые и работают в противофазе. Процессы в схеме соответствуют составному понижающему вы-

прямителю по рис. 2.17 ($0,5 \leq K_{U_{отн}} \leq 1$). В третьем режиме вентили $V_6, V_2, V_3, V_8, V_{11}$ не включаются, выходное напряжение регулируется путем изменения угла управления вентилей V_4, V_9 . По существу, преобразователь переходит в режим составного выпрямителя по рис. 2.16 ($0 \leq K_{U_{отн}} \leq 0,5$). Изготовленный по данной схеме опытный образец имеет следующие параметры: номинальная мощность нагрузки — 3 кВт; номинальное выходное напряжение — (200 ± 2) В; коэффициент пульсаций $K_{п.л} < 0,01$; ток нагрузки — $(0-15)$ А; питающая сеть — $220 \text{ В} \pm 30\%$, 50 Гц; коэффициент мощности $\chi > 0,67$ во всем диапазоне изменения $U_{вх}$; удельная мощность — 460 Вт/дм^3 .

§ 3.5. Трехфазные повышающие выпрямители

Получить выпрямленное напряжение, существенно превышающее амплитуду линейного напряжения питающей сети, без применения полностью управляемых ключей и трансформаторов можно с помощью конденсаторных схем умножения [36, 37]. Одним из недостатков классических умножителей являются низкий коэффициент мощности, трудность обеспечения равномерной нагрузки всех фаз питающей сети. Эффективным способом устранения указанных недостатков является включение в цепи заряда конденсаторов многообмоточных дросселей. На рис. 3.38, а показана схема трехфазного выпрямителя с удвоением выходного напряжения. В мост, образованный вентилями катодной (V_1, V_4, V_7) и анодной (V_3, V_6, V_9) групп, дополнительно включены диоды V_2, V_5, V_8 , конденсаторы $C_1 \div C_3$ и обмотки $W_1 \div W_3$, которые расположены на общем магнитопроводе и имеют равное число витков. Указанные дополнительные элементы образуют три идентичных зарядных цепи из последовательно включенных обмотки, диода и конденсатора. Ток заряда течет через ту из цепей, для которой разность между приложенным линейным напряжением и напряжением конденсатора максимальна. При угле коммутации $\varphi_{к.з}$ данный ток скачком переводится из одной обмотки дросселя в другую, обеспечивая поочередный заряд каждого из конденсаторов в течение периода входного напряжения. Так, на интервале $\varphi_{к.з} < \vartheta < (\varphi_{к.з} + 2\pi/3)$ под действием $U_{ЛВ}$ через обмотку

6*.

W_1 и диод V_2 заряжается C_1 (см. рис. 3.38, б, в, г).
Условие коммутации зарядного тока можно записать в виде

$$U_{\text{лн}} \cdot \sin \varphi_{\text{к.з}} + \Delta U_C = U_{\text{лн}} \cdot \sin \left(\varphi_{\text{к.з}} + \frac{2\pi}{3} \right). \quad (3.76)$$

Здесь $U_{\text{лн}}$ — амплитуда линейного напряжения; ΔU_C — приращение напряжения на конденсаторах в процессе

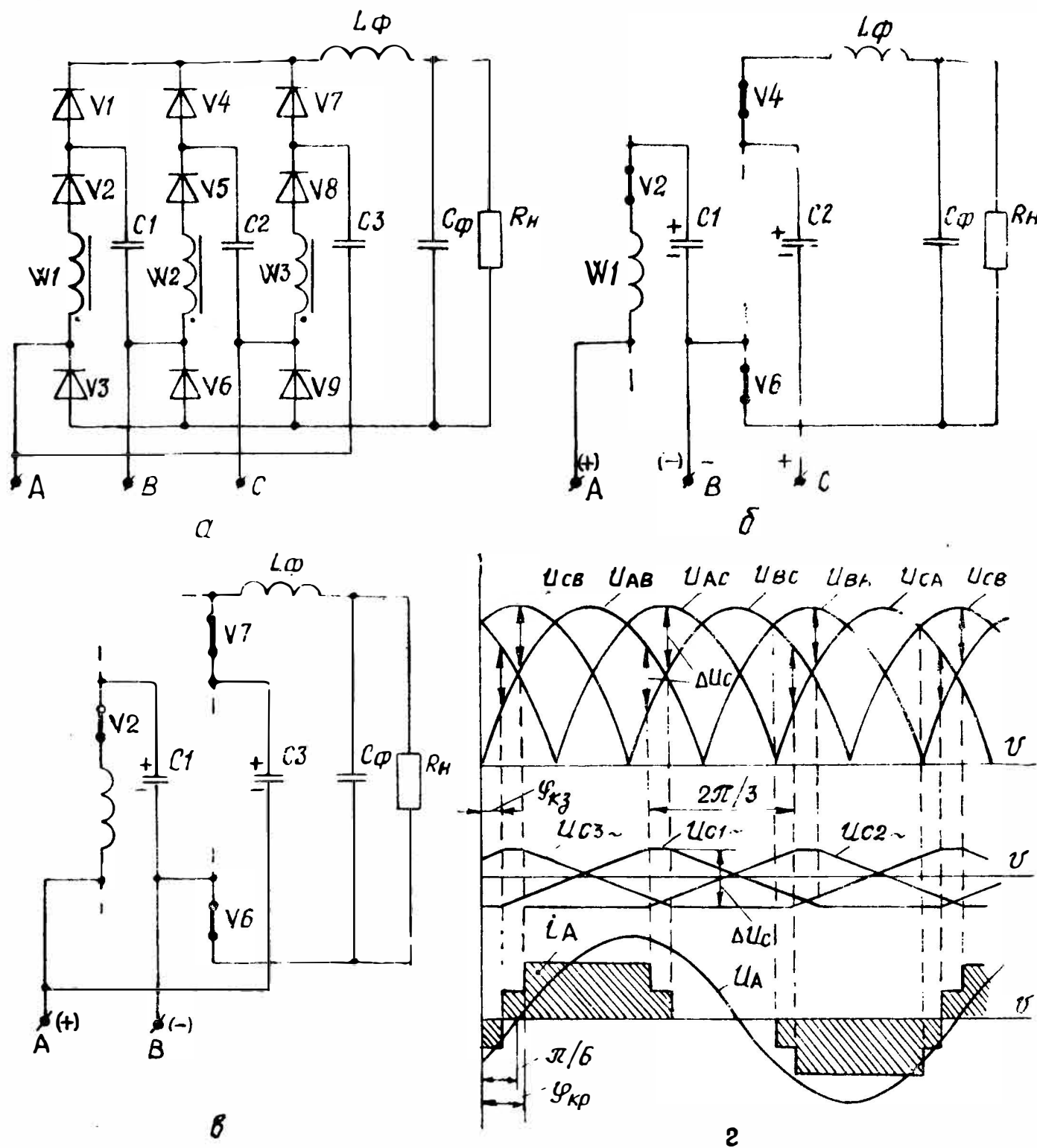


Рис. 3.38. Принципиальная схема (а), временные диаграммы (г) и эквивалентные схемы для углов: $\varphi_{\text{к.з}} \leq \vartheta \leq \varphi_{\text{кр}}$ (б), $\varphi_{\text{кр}} \leq \vartheta \leq (\varphi_{\text{к.з}} + 2\pi/3)$ (в) трехфазного выпрямителя с удвоением выходного напряжения

заряда; $\varphi_{\text{к.з}}$ — угол, отсчитываемый от начала синусоиды линейного напряжения.

Разряд каждого из конденсаторов также происходит треть периода по цепи: $+C_{1(2,3)} \rightarrow$ вентиль катодной группы $\rightarrow L_\phi \rightarrow C_\phi \parallel R_H \rightarrow$ вентиль анодной группы \rightarrow выходы двух фаз $\rightarrow -C_{1(2,3)}$. При этом из вентиля анодной группы ток проводит диод, присоединенный к фазе с наиболее отрицательным в данный момент напряжением, а из вентиля катодной группы — диод, связанный с конденсатором, напряжение которого в сумме с линейным входным максимально. Так, в интервале углов $0 \leq \vartheta \leq \varphi_{кр}$ ток разряда течет по цепи (см. рис. 3.38, б): фаза $C \rightarrow C_2 \rightarrow V_4 \rightarrow L_\phi \rightarrow C_\phi \parallel R_H \rightarrow V_6 \rightarrow$ фаза B . При угле $\varphi_{кр}$, когда выполняется равенство $U_{CB} + U_{C\min} = U_{AB} + U_{C\max}$, т. е.

$$U_{лm} \sin(\varphi_{кр} + \pi/3) = U_{лm} \sin \varphi_{кр} + \Delta U_C, \quad (3.77)$$

диод V_4 запирается, и начинает разряжаться C_3 по цепи (см. рис. 3.38, в): $+C_3 \rightarrow V_7 \rightarrow L_\phi \rightarrow C_\phi \parallel R_H \rightarrow V_6 \rightarrow$ фаза $B \rightarrow$ фаза $A \rightarrow -C_3$. Используя (3.76), (3.77), связь между относительным приращением напряжения на конденсаторах и углами коммутации зарядных и разрядных цепей можно представить в виде

$$\Delta U_C^* = \frac{\Delta U_C}{U_{лm}} = \sqrt{3} \cos\left(\varphi_{к.з} + \frac{\pi}{3}\right) = \cos\left(\varphi_{кр} + \frac{\pi}{6}\right). \quad (3.78)$$

Следовательно, углы коммутации

$$\varphi_{к.з} = \arccos\left(\frac{\Delta U_C^*}{\sqrt{3}}\right) - \frac{\pi}{3}; \quad \varphi_{кр} = \arccos \Delta U_C^* - \frac{\pi}{6}. \quad (3.79)$$

При $\Delta U_C^* = 0$ (т. е. $C_{1,2,3} \rightarrow \infty$) $\varphi_{кз} = \frac{\pi}{6}$; $\varphi_{кр} = \frac{\pi}{3}$. Ра-

венству $\varphi_{кз} = \varphi_{кр} = 0$ соответствует $\Delta U_C^* = \sqrt{3}/2 \cong \cong 0,866$. Если ΔU_C^* меньше этой величины, то $\varphi_{кр} > \varphi_{кз}$. В дальнейшем будем полагать, что данное условие выполняется. Среднее за время заряда (разряда) напряжение на конденсаторах

$$U_{C\text{ср}}^* = \frac{U_{C\text{ср}}}{U_{лm}} = \frac{3}{2\pi} \int_{\varphi_{кз}}^{(\varphi_{кз} + 2\pi/3)} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{3}{2\pi} \sqrt{3 - (\Delta U_C^*)^2}. \quad (3.80)$$

Коэффициент передачи выпрямителя

$$K_{Uл} = U_{Ccp}^* + \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\varphi_{кр}}^{2\pi/3} \sin \vartheta d\vartheta + \int_{2\pi/3}^{(\varphi_{кр} + 2\pi/3)} \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) d\vartheta \right] =$$

$$= \frac{3}{2\pi} \left[1 + \sqrt{1 - (\Delta U_C^*)^2} + \sqrt{3 - (\Delta U_C^*)^2} \right]. \quad (3.81)$$

При $\Delta U_C^* = 0$ $K_{Uл} = 3(2 + \sqrt{3})/2\pi = 1,782$, т. е. выходное напряжение рассматриваемого устройства почти в 2 раза (точнее на 87%) превышает напряжение мостовой схемы.

Учитывая, что средний ток заряда конденсаторов $C_{1,2,3}$ равен току нагрузки I_H , можно записать

$$\Delta U_C^* = \frac{\Delta U_C}{U_{лm}} = \frac{2\pi I_H}{3\omega C U_{лm}} = \frac{2}{3} \pi K_{Uл} \cdot X_C^*. \quad (3.82)$$

Здесь $X_C^* = 1/\omega R_H C$ — относительное сопротивление конденсаторов.

С целью упрощения выражений, описывающих зарядный и разрядный токи, будем полагать, что напряжение конденсаторов на соответствующих интервалах изменяется по линейному закону. Тогда при углах

$\varphi_{кз} \leq \vartheta \leq \left(\varphi_{кз} + \frac{2\pi}{3} \right)$ к обмотке W_1 дросселя приложено напряжение (см. рис. 3.38, з):

$$U_{W1}^* = \frac{U_{W1}}{U_{лm}} = U_{AB}^* - U_{C1}^* = \sin \vartheta -$$

$$- \left[U_{Cmin}^* + \frac{3\Delta U_C^*}{2\pi} (\vartheta - \varphi_{кз}) \right], \quad (3.83)$$

где $U_{Cmin}^* = U_{Ccp}^* - \frac{\Delta U_C^*}{2}$.

Относительная величина зарядного тока

$$i_3^* = i_{W1}^* = I_{W1(\varphi_{кз})}^* + \frac{U_{лm}}{\omega L_3 \cdot I_H} \int_{\varphi_{кз}}^{\vartheta} U_{W1}^* d\vartheta.$$

Подставляя в данное уравнение (3.83), после интегрирования и преобразований с учетом равенства

$$\frac{3}{2\pi} \int_{\varphi_{кз}}^{(\varphi_{кз}+2\pi/3)} i_3^* d\vartheta = 1$$

получим

$$i_3^* = 1 + \frac{1}{K_{Uл} \cdot X_{L3}^*} \left\{ -\cos \vartheta - U_{C\min}^* \left(\vartheta - \varphi_{кз} - \frac{\pi}{3} \right) - \right. \\ \left. - \frac{3\Delta U_C^*}{4\pi} \left[(\vartheta - \varphi_{кз})^2 - 2 - \frac{4\pi^2}{27} \right] \right\}. \quad (3.84)$$

Здесь $X_{L3}^* = \omega L_3 / R_{II}$ — относительное индуктивное сопротивление дросселя по одной из обмоток.

Приравнивая $i_{3\min}^* = 0$, можно найти $X_{L3кр}^*$. Данную операцию целесообразно проводить численно путем поиска минимума функции $F(\vartheta) = -\{ \} / K_{Uл}$. На рис. 3.39 показаны зависимости $K_{Uл}$, $\varphi_{кр}$, $\varphi_{кз}$, ΔU_C^* , $X_{L3кр}^* = f(X_C^*)$, рассчитанные по приведенным выше уравнениям. Видно, что при увеличении X_C^* , т. е. при уменьшении либо C , либо R_{II} , увеличиваются пульсации напряжения на конденсаторах (ΔU_C^*), уменьшаются углы коммутации ($\varphi_{кз}$, $\varphi_{кр}$) зарядного и разрядного токов, снижается коэффициент передачи (K_U).

Зависимость $K_U = f(X_C^*)$, по существу, является внешней характеристикой выпрямителя. В целом эта характеристика является мягкой, однако для заданных диапазонов изменения R_{II} соответствующим выбором емкостей конденсаторов $C_1 \div C_3$ можно обеспечить достаточно высокое постоянство выходного напряжения. Так, например, при $X_C^* = 0,05 \div 0,2$ $\Delta U_{II} \simeq 10\%$. Та же кратность изменения X_C^* в диапазоне $0,025 \div 0,1$ приводит к $\Delta U_{II} \simeq 2,6\%$. Полагая, что форма переменной составляющей потока магнитопровода зарядного дросселя близка к синусоидальной, выражения для амплитудного и действующего токов обмоток можно записать в виде

$$I_{W\max}^* = \frac{I_{W\max}}{I_H} = 1 + \frac{1}{B}; \quad I_{Wл}^* = \frac{I_{Wл}}{I_H} = \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{1}{6B^2}}.$$

В соответствии с (1.13) коэффициент расчетной мощности зарядного дросселя

$$K_{L3} = 3X_{L3}^* \cdot I_{\text{Вн ax}}^* \cdot I_{\text{Вд}}^* = 3X_{L3.\text{кр}}^* (1 + B) \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{1}{6B^2}}. \quad (3.85)$$

Учитывая, что $X_{L3}^* \approx 0.04$, можно констатировать, что относительная энергоемкость зарядного дросселя невелика (при $B=1$, $K_L=0,17$). Для определения коэффициента пульсаций выходного напряжения воспользуемся равенством

$$K_{\text{пл}}^* = \omega^2 L_{\phi} \cdot C_{\phi} \cdot K_{\text{пл}} = \frac{1}{2K_U} [J(\vartheta)_{\text{max}} - J(\vartheta)_{\text{min}}], \quad (3.86)$$

где $J(\vartheta) = \int_{\varphi_{\text{кр}}}^{\vartheta} \left(\int_{\varphi_{\text{кр}}}^{\vartheta} U_{L\phi}^* \cdot d\vartheta \right) d\vartheta$; $U_{L\phi}^*$ — напряжение, приложенное к дросселю L_{ϕ} на интервале его периодичности $\varphi_{\text{кр}} \leq \vartheta \leq (\varphi_{\text{кр}} + 2\pi/3)$;

$$U_{L\phi}^* = \frac{U_{L\phi}}{U_{\text{лт}}} = \begin{cases} U_{C_{\text{ср}}}^* + \frac{\Delta U_C^*}{2} \left[1 - \frac{3}{\pi} (\vartheta - \varphi_{\text{кр}}) \right] + \sin \vartheta - K_{U_{\text{л}}}, \\ \varphi_{\text{кр}} \leq \vartheta \leq 2\pi/3; \\ U_{C_{\text{ср}}}^* + \frac{\Delta U_C^*}{2} \left[1 - \frac{3}{\pi} (\vartheta - \varphi_{\text{кр}}) \right] + \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) - K_{U_{\text{л}}}, \\ \frac{2\pi}{3} \leq \vartheta \leq \left(\varphi_{\text{кр}} + \frac{2\pi}{3} \right). \end{cases}$$

На рис. 3.39 показана зависимость $K_{\text{пл}}^* = f(X_C^*)$, рассчитанная численно по (3.85) с учетом соотношений (3.80), (3.82). При $X_C^* = 0$ пульсации минимальны ($K_{\text{пл. min}}^* = 0,833 \cdot 10^{-3}$). С ростом X_C^* на начальном участке $K_{\text{пл}}^*$ увеличивается практически линейно, что объясняется ростом переменной составляющей напряжения на конденсаторах $C_1 \div C_3$ (см. график ΔU_C^*). Однако при $X_C^* > 0,1$ все сильнее проявляется влияние уменьшающегося угла $\varphi_{\text{кр}}$ коммутации разрядного тока. Дело в том, что к входу фильтра прикладывается сумма участка синусоидального напряжения питающей сети

и напряжение разряжаемого конденсатора. При уменьшении $\varphi_{кр}$ растет приращение на синусоидальном участке и происходит компенсация переменных составляющих суммируемых напряжений. Поэтому при $X_c^* > 0,175$, несмотря на рост ΔU_c^* , $K_{пл}^*$ начинает уменьшаться. Учитывая, что основная гармоника напряжения, подаваемого на вход фильтра, имеет утроенную частоту, сопротивление дросселя L_ϕ в критическом режиме можно ориентировочно определить по равенству

$$X_{L\phi,кр}^* = \omega L_\phi / R_H \simeq 3 K_{пл}^*.$$

Через все вентили рассматриваемой схемы в течение трети периода протекает ток нагрузки. Поэтому средний и действующий токи, а также суммарный коэффициент расчетной мощности вентиляей

$$I_{V_{ср}}^* = \frac{I_{V_{ср}}}{I_H} = \frac{1}{3}; \quad I_{V_d}^* = \frac{I_{V_d}}{I_H} = \frac{1}{\sqrt{3}}; \quad K_{V_\Sigma} = 3 \left(\frac{\Delta U_0^*}{K_{УЛ}} + R_d^* \right).$$

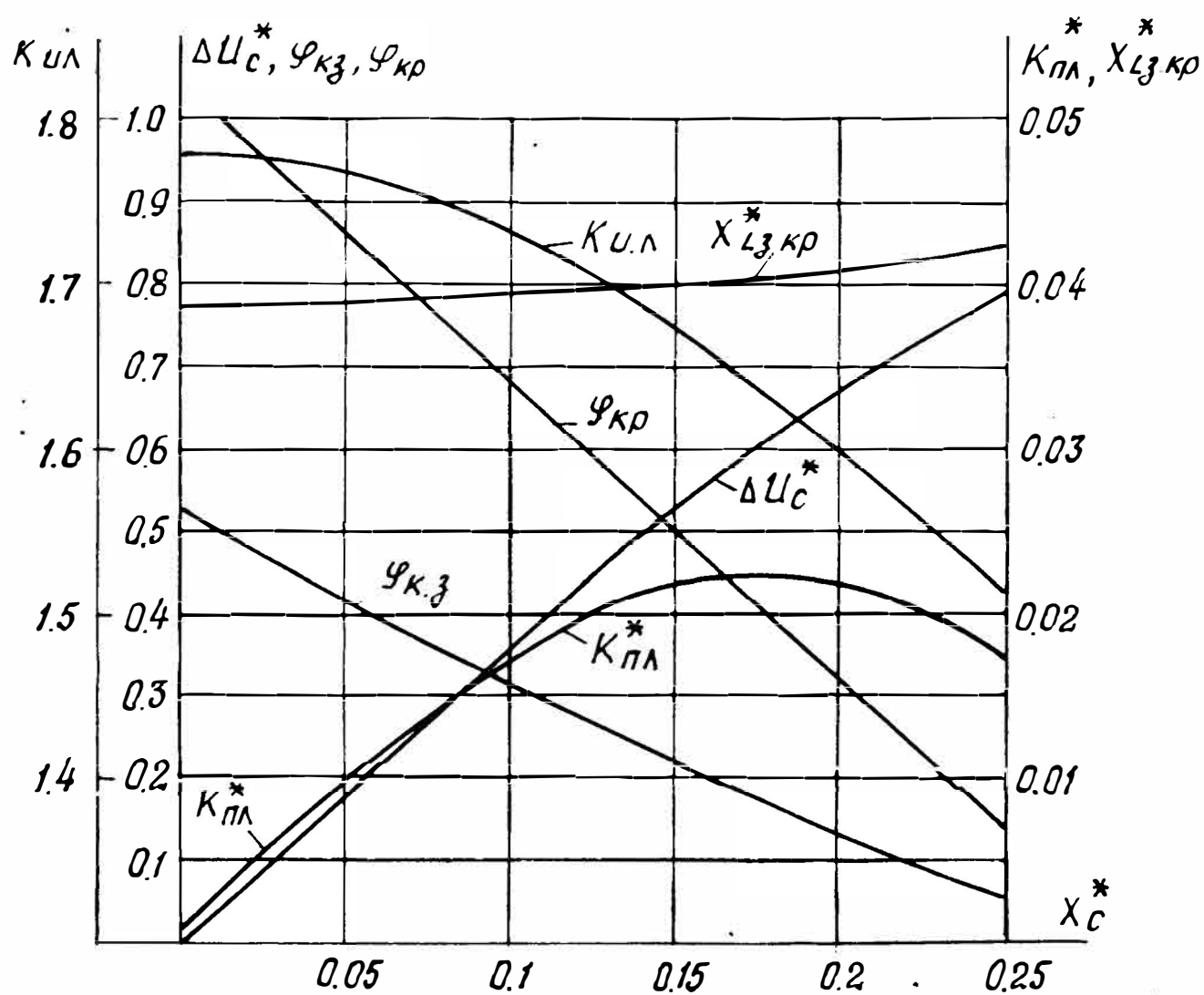


Рис. 3.39. Зависимости основных параметров трехфазного выпрямителя с удвоением выходного напряжения от относительного сопротивления дополнительных конденсаторов

Как видно из приведенных на рис. 3.38 временных диаграмм, фазный ток симметричен по полупериодам, его

постоянная составляющая равна нулю. Относительная величина действующего значения этого тока

$$I_{\text{вх.д}}^* = \frac{I_{\text{вх.д}}}{I_{\text{н}}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\varphi_{\text{кз}}}^{(\varphi_{\text{кр}} + 2\pi/3)} (i_{\text{вх}}^*)^2 d\vartheta} =$$

$$= \sqrt{\frac{8}{3} - \frac{2(\varphi_{\text{кр}} - \varphi_{\text{кз}})}{\pi}}.$$

Коэффициент мощности

$$\chi = \frac{\sqrt{2} K_{U_{\text{л}}}}{\sqrt{3} \cdot I_{\text{вх.д}}^*} = \frac{\sqrt{2} \cdot K_{U_{\text{л}}}}{\sqrt{8 - \frac{6}{\pi} (\varphi_{\text{кр}} - \varphi_{\text{кз}})}}. \quad (3.87)$$

Расчеты показывают, что χ уменьшается с ростом $X_{\text{с}}$, однако имеет достаточно высокие значения ($\chi_{(X_{\text{с}}^*=0)} = 0,953$; $\chi_{(X_{\text{с}}^*=0,16)} = 0,86$; $\chi_{(X_{\text{с}}^*=0,28)} = 0,727$). Внешнюю характеристику рассмотренного выпрямителя можно сделать более жесткой и одновременно повысить коэффициент мощности, если в качестве вентилей катодной группы (V_1, V_4, V_7), а также зарядных (V_2, V_5, V_8) использовать тиристоры и включать их при фиксированных углах $\varphi_{\text{кр}} = \pi/3$; $\varphi_{\text{кз}} = \pi/6$. Естественно, что в этом случае появляется система управления и усложняется полная схема преобразователя.

В устройстве по рис. 3.38 для заряда дополнительных конденсаторов используется одна из полуволн линейного напряжения, т. е. цепи заряда являются однополупериодными. Применяя тот же принцип, можно синтезировать схемы с двухполупериодными цепями заряда. Интересный вариант такого выпрямителя показан на рис. 3.40 [39, 40]. Схема также содержит трехфазный мост из вентилей катодной (V_7, V_9, V_{11}) и анодной (V_8, V_{10}, V_{12}) групп, однако между последовательно соединенными вентилями данного моста включены однофазные вентильно-конденсаторные мосты (однофазные схемы удвоения напряжения по рис. 3.33). Отличительной особенностью является наличие связи между всеми однофазными мостами, которая обеспечивается расположением обмоток $W_1 \div W_6$ на общем магнитопроводе. Поэтому заряд каждого из конденсаторов

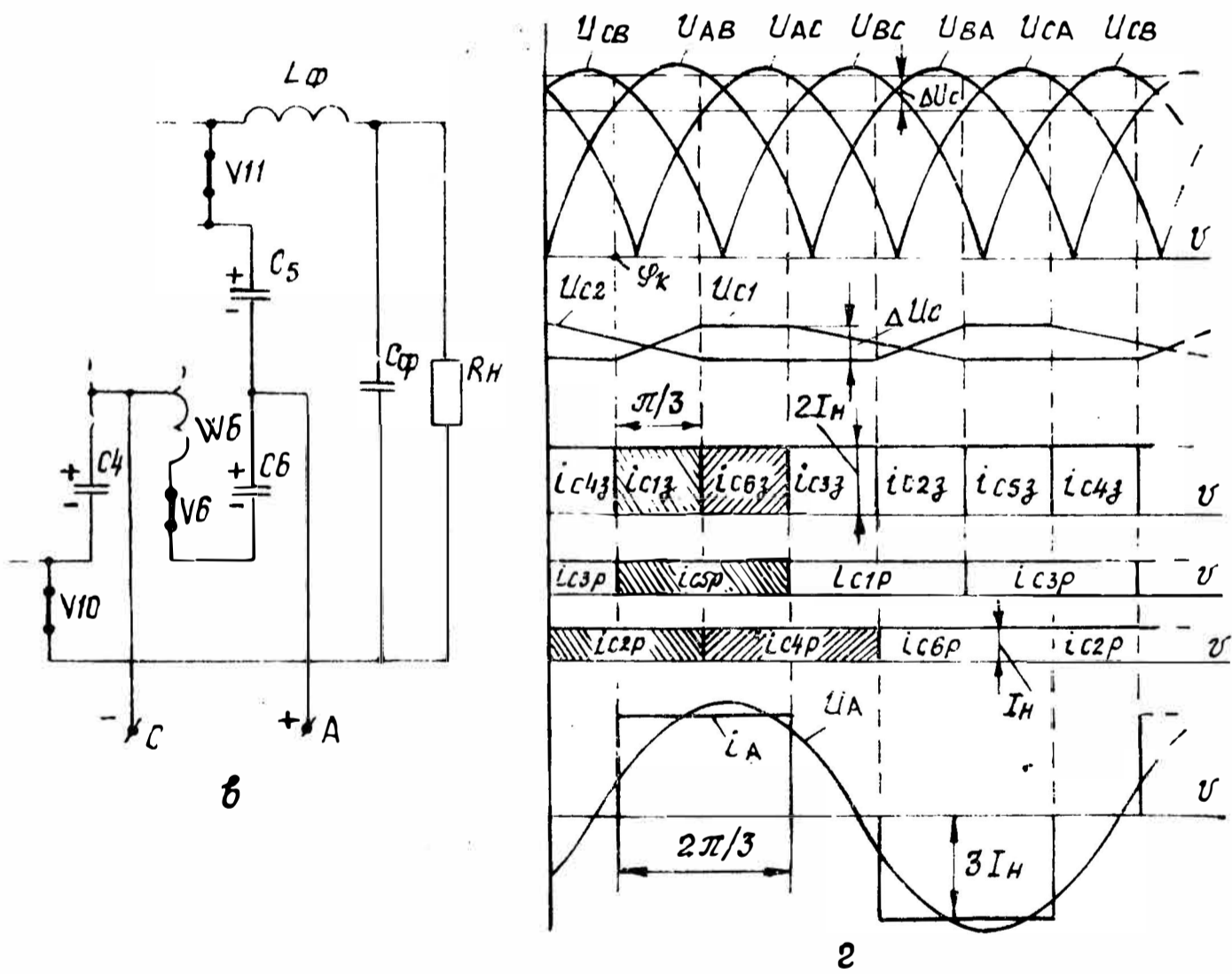
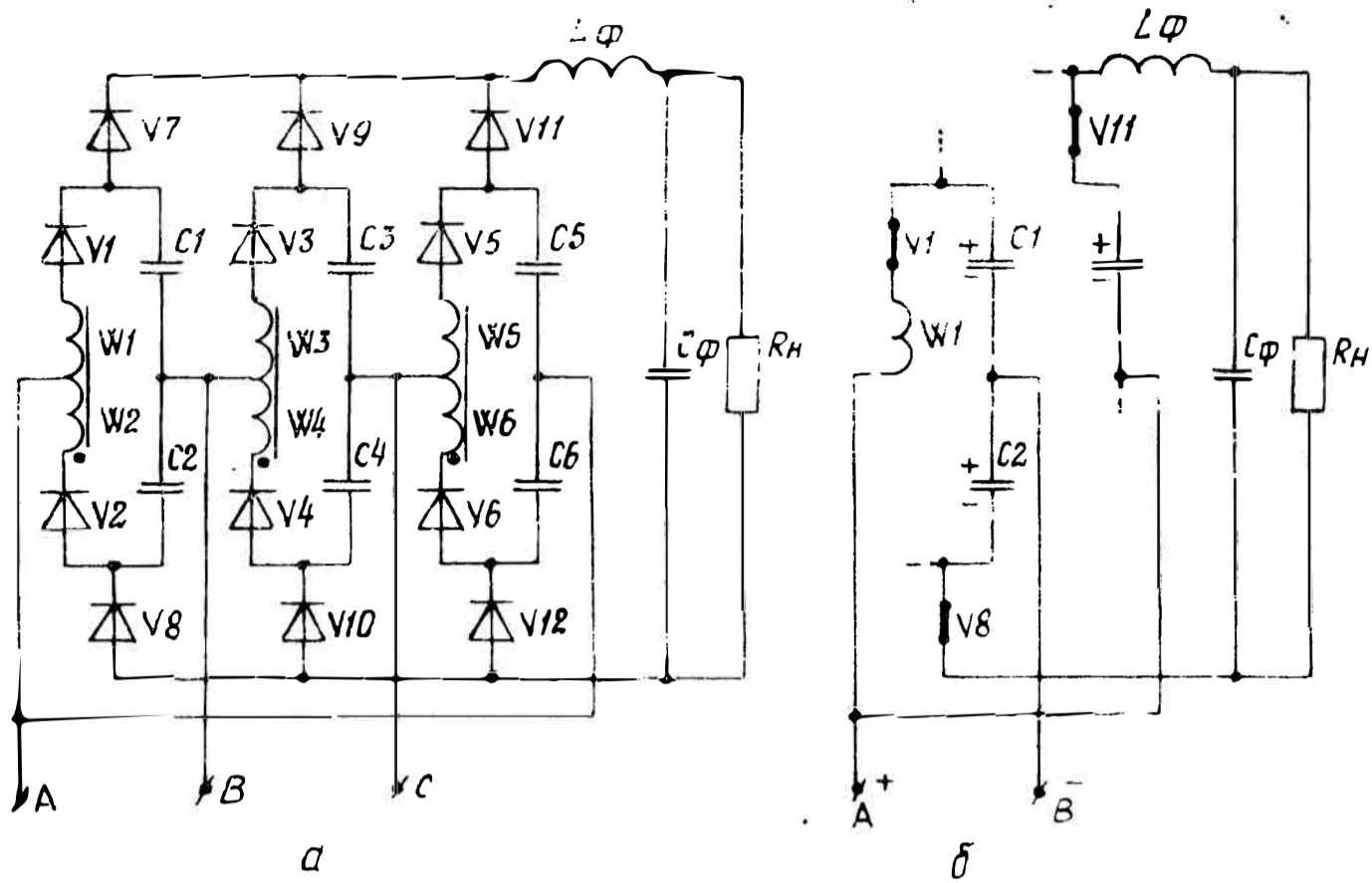


Рис. 3.40. Трехфазный выпрямитель с утроением выходного напряжения: а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема для $\varphi_k \leq \vartheta \leq (\varphi_k + \pi/3)$; в — эквивалентная схема для $(\varphi_k + \pi/3) \leq \vartheta \leq (\varphi_k + 2\pi/3)$; г — временные диаграммы

производится одну шестую часть периода, причем ток заряда течет по цепи, для которой разность между линейным напряжением, подводимым к диагонали однофазного моста, и напряжением соответствующего конденсатора максимальна. Так, на интервале $\varphi_k \leq \vartheta \leq (\varphi_k + \pi/3)$ под действием U_{AB} через обмотку W_1 и диод V_1 заряжается C_1 (см. рис. 3.40, б, г). При угле $\vartheta = \varphi_k + \pi/3$ разность напряжений $U_{AC} - U_{C6\min}$ становится равной, а затем превышает разность $U_{AB} - U_{C1\max}$. Это приводит к запиранию диода V_1 и скачкообразному переводу тока дросселя из обмотки W_1 в обмотку W_6 . Начинается заряд конденсатора C_6 по цепи: фаза $A \rightarrow C_6 \rightarrow V_6 \rightarrow$ фаза C (см. рис. 3.40, в). Условие, определяющее угол коммутации зарядных диодов $V_1 \div V_6$, имеет вид

$$U_{\text{лм}} \sin \varphi_k + \Delta U_C = U_{\text{лм}} \sin (\varphi_k + \pi/3). \quad (3.88)$$

Разряд конденсаторов происходит через вентили катодной и анодной групп, причем в цепи разряда всегда включены два последовательно соединенных конденсатора. Из катодной группы ток проводит вентиль с наибольшим положительным потенциалом на его аноде, т. е. вентиль, присоединенный к конденсатору, напряжение которого в сумме с «положительной» полуволной соответствующего линейного максимально. При этом в анодной группе ток проводит вентиль, подключенный к конденсатору, имеющему наибольшую сумму его напряжения и «отрицательного» линейного. Так, на угловом интервале $\varphi_k \leq \vartheta \leq (\varphi_k + \pi/3)$ разрядный ток течет по цепи (см. рис. 3.40, б): фаза $A \rightarrow C_5 \rightarrow V_{11} \rightarrow L_\Phi \rightarrow C_\Phi \parallel R_H \rightarrow V_8 \rightarrow C_2 \rightarrow$ фаза B . При $\vartheta = \varphi_k + \pi/3$ происходит коммутация вентиля катодной группы, и цепь разряда становится следующей (см. рис. 3.40, в): фаза $A \rightarrow C_5 \rightarrow V_{11} \rightarrow L_\Phi \rightarrow C_\Phi \parallel R_H \rightarrow V_{10} \rightarrow C_4 \rightarrow$ фаза C . Условие коммутации разрядных вентилях совпадает с условием коммутации зарядных и определяется выражением (3.88). Следует отметить, что если заряд конденсаторов производится удвоенным током нагрузки в течение угла $\pi/3$, то разряд — током нагрузки за угол $2\pi/3$. Как и ранее, будем полагать, что в процессе заряда (разряда) напряжение на конденсаторах изменяется линейно. Тогда и для данной схемы справедливо выражение (3.82). Преобразуя (3.88), можно записать

$$\Delta U_C^* = \cos (\varphi_k + \pi/6); \quad \varphi_k = \arccos \Delta U_C^* - \pi/6.$$

Среднее за время заряда напряжение конденсаторов

$$U_{C_{\text{ср}}}^* = \frac{U_{C_{\text{ср}}}}{U_{\text{лп}}} = \frac{3}{\pi} \int_{\varphi_{\text{к}}}^{(\varphi_{\text{к}} + \pi/3)} \sin \vartheta \cdot d\vartheta = \frac{3}{\pi} \sin \left(\varphi_{\text{к}} + \frac{\pi}{6} \right) =$$

$$= \frac{3}{\pi} \sqrt{1 - (\Delta U_C^*)^2}. \quad (3.89)$$

Используя данное равенство, а также (3.82), получим следующее выражение для коэффициента передачи:

$$K_{U_{\text{л}}} = 3 \frac{U_{C_{\text{ср}}}}{U_{\text{лп}}} = \frac{9}{\pi \sqrt{1 + 36 (X_C^*)^2}}. \quad (3.90)$$

При $X_C^* = 0$ $K_{U_{\text{л}}} = 9/\pi$, т. е. коэффициент передачи в три раза превышает аналогичный коэффициент мостовой схемы. Поэтому рассматриваемое устройство называют выпрямителем с утроением выходного напряжения [40].

На интервале $\varphi_{\text{к}} < \vartheta < (\varphi_{\text{к}} + \pi/3)$ к обмотке W_1 приложено напряжение

$$U_{W_1}^* = \sin \vartheta - \left[U_{C_{\text{мин}}}^* + \frac{3\Delta U_C^*}{\pi} (\vartheta - \varphi_{\text{к}}) \right].$$

Используя равенства

$$i_{W_1}^* = I_{W_1(\varphi_{\text{к}})}^* + \frac{1}{K_{U_{\text{л}}} \cdot X_{L_3}^*} \int_{\varphi_{\text{к}}}^{\vartheta} U_{W_1}^* \cdot d\vartheta; \quad \frac{3}{2\pi} \int_{\varphi_{\text{к}}}^{(\varphi_{\text{к}} + \pi/3)} i_{W_1}^* d\vartheta = 2,$$

после преобразований получим следующее выражение для зарядного тока:

$$i_3^* = i_{W_1}^* = 2 + \frac{1}{K_{U_{\text{л}}} \cdot X_{L_3}^*} \left\{ -\cos \vartheta - U_{C_{\text{мин}}}^* \left(\vartheta - \varphi_{\text{к}} - \frac{\pi}{6} \right) - \right.$$

$$\left. - \frac{\Delta U_C^*}{2\pi} \left[3(\vartheta - \varphi_{\text{к}})^2 - \left(\frac{\pi}{3} \right)^2 \right] - \frac{3}{2\pi} (\sin \varphi_{\text{к}} - \sqrt{3} \cos \varphi_{\text{к}}) \right\}. \quad (3.91)$$

Здесь $U_{C_{\text{мин}}}^* = U_{C_{\text{ср}}}^* - \frac{\Delta U_C^*}{2}$; $X_{L_3}^* = \omega L_3 / R_{\text{н}}$; L_3 — индуктивность зарядного дросселя по одной обмотке.

Напряжение, прикладываемое к дросселю фильтра на интервале $\varphi_k \leq \vartheta \leq (\varphi_k + \pi/3)$,

$$U_{L\phi}^* = \frac{U_{L\phi}}{U_{лм}} = \sin \vartheta + 2U_{Cср}^* + \Delta U_C^* \left[\frac{1}{2} - \frac{3}{\pi} (\vartheta - \varphi_k) \right] - K_{Uл}. \quad (3.92)$$

С использованием последних уравнений и методики расчета, описанной при рассмотрении предыдущей схемы, численно определены зависимости $K_{пл}^*$, $X_{Lз.кр}^* = f(X_C^*)$, графики которых представлены на рис 3.41. Здесь же даны графики $K_{Uл}$, $\Delta U_C^* = f(X_C^*)$. Видно, что внешняя характеристика выпрямителя также является падающей, а параметры $K_{пл}^*$ и $X_{Lз.кр}^*$ имеют существенно меньшие значения, чем в выпрямителе по рис. 3.38. Это объясняется тем, что основная гармоника напряжений, прикладываемых как к зарядному дросселю, так и к входу фильтра, имеет ушестеренную частоту. Величина $X_{Lз.кр}^*$ слабо зависит от X_C^* . Учитывая, что через каждую обмотку зарядного дросселя ток течет шестую часть периода, и полагая синусоидальным закон изменения его переменной составляющей, амплитудное и действующее значение этого тока

$$I_{W_{max}}^* \cong 2 \left(1 + \frac{1}{B} \right); \quad I_{Wд}^* = \frac{2}{\sqrt{6}} \sqrt{1 + \frac{1}{2B^2}}.$$

Коэффициент расчетной мощности зарядного дросселя

$$K_{Lз} = 6X_{Lз}^* \cdot I_{W_{max}}^* \cdot I_{Wд}^* = 4 \cdot X_{Lз.кр}^* (1 + B) \sqrt{6 + \frac{3}{B^2}}.$$

При $B=1$ $K_{Lз} \cong 0,04$. Если пренебречь пульсациями зарядного и разрядного токов, то ток, потребляемый из каждой фазы, имеет форму прямоугольных импульсов амплитудой $I_{вх.л} = 3I_H$ и угловой длительностью $\vartheta_{i_{вх}} = 2\pi/3$. Относительная величина действующего значения этого тока

$$I_{вх.д}^* = \frac{I_{вх.л}}{I_H} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} (i_{вх}^*)^2 d\vartheta} = \sqrt{6}.$$

Коэффициент мощности

$$\chi = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{K_{Uл}}{I_{вх.д}^*} = \frac{K_{Uл}}{3} = \frac{3}{\pi \sqrt{1 + 36 (X_C^*)^2}}. \quad (3.93)$$

Очевидно, максимум коэффициента мощности $\chi_{\max} = 3/\pi$, что соответствует схеме Ларионова, наблюдается при отсутствии пульсаций напряжения на конденсаторах

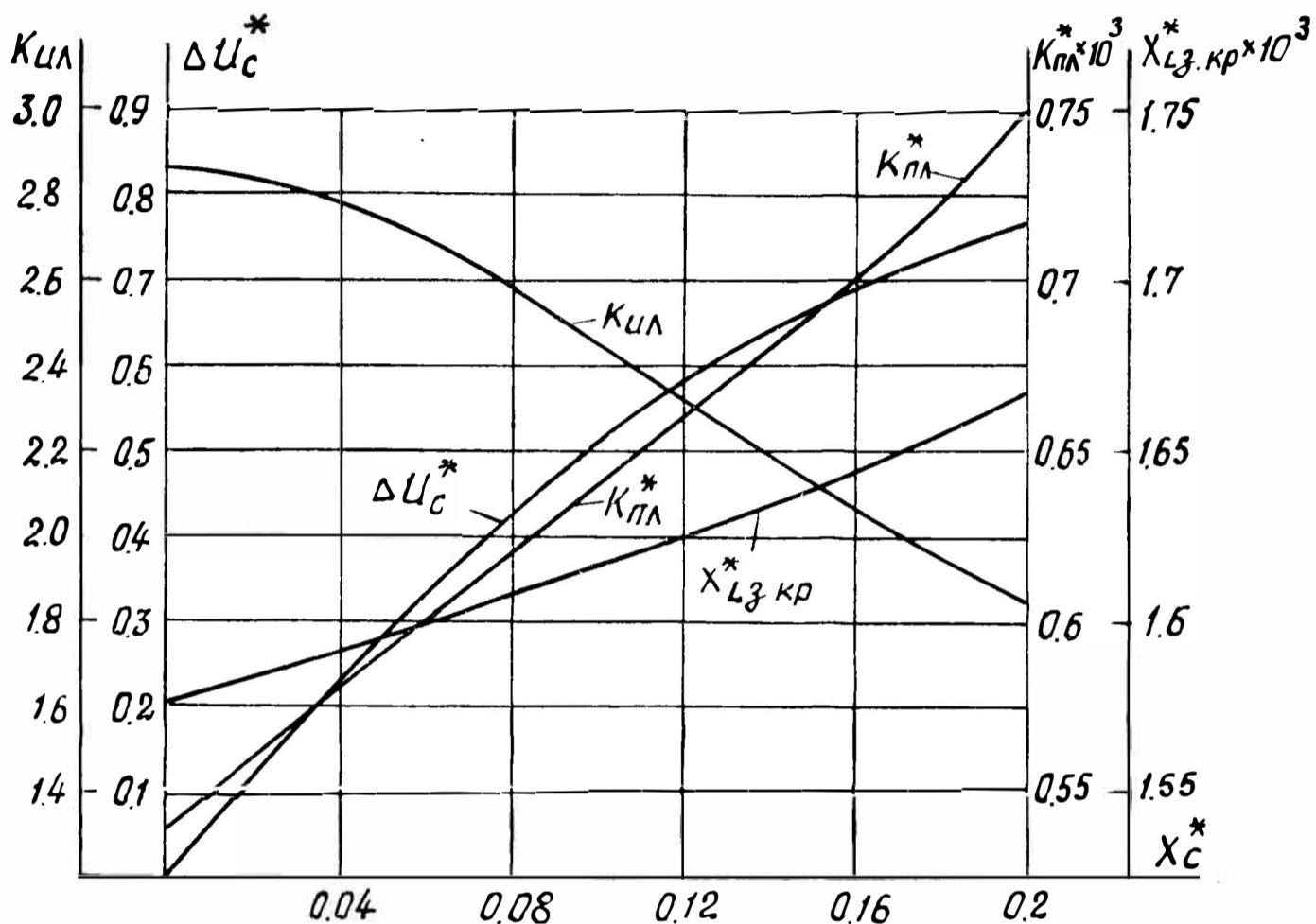


Рис. 3.41. Зависимости приращения напряжения на конденсаторах ΔU_C^* , коэффициента пульсаций выходного напряжения $K_{пл}^*$, сопротивления зарядного дросселя в критическом режиме $X_{Лз.кр}^*$ (в относительных единицах) и коэффициента передачи линейного напряжения $K_{Ул}$ от относительного сопротивления конденсаторов X_C^* для выпрямителя по рис. 3.40

$C_1 - C_6$ ($X_C^* = 0$). При анализе мы предположили, что переход зарядного тока из одной цепи в другую происходит мгновенно. Однако при больших пульсациях напряжения ΔU_C в схеме возможен так называемый трехвентильный режим, когда одновременно проводят ток два вентиля катодной (или анодной) групп [38]. Такой режим наблюдается лишь при $\varphi_K < 13,7^\circ$ [40], причем влияние совместной работы двух вентилях одной группы на коэффициент передачи незначительно. Применяя в рассматриваемой схеме вместо диодов тиристоры и

задавая угол их включения $\varphi_k = \pi/3$, можно повысить как коэффициент мощности, так и «жесткость» внешней характеристики. Бестрансформаторные повышающие преобразователи, выполненные по описанным схемам, обладают достаточно высокими удельными параметрами. Так, вариант выпрямителя с утроением выходного напряжения при выходной мощности 20 кВт имеет удельную массу примерно 1 кг/кВт [40].

Глава IV

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ С УПРАВЛЯЕМЫМ ЭНЕРГООБМЕНОМ РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Являясь неотъемлемым звеном преобразователей переменного напряжения в постоянное, сглаживающие фильтры во многом определяют их массу и габариты. Поэтому проблема миниатюризации источников, питающихся от промышленной сети, неразрывно связана с повышением удельных характеристик сглаживающих фильтров. Такие фильтры можно разделить на два типа: с фиксированным и регулируемым коэффициентом передачи. Устройства первого типа не содержат активных регулирующих элементов и при отсутствии потерь полностью передают на выход постоянную составляющую входного напряжения (тока). В состав устройств второго типа входят активные элементы, с помощью которых изменяется коэффициент передачи в соответствии с переменной составляющей входного напряжения и тем самым обеспечивается снижение уровня указанной составляющей на выходе. К данным устройствам более приемлем термин «фильтрующий преобразователь». Примером таких устройств являются высокочастотные импульсные стабилизаторы, позволяющие при соответствующем управлении эффективно подавлять низкочастотные пульсации входного напряжения [41, 42]. Принципиальным недостатком фильтрующих преобразователей является неизбежная потеря части постоянной составляющей входной мощности.

Действительно, фильтрующие преобразователи могут «срезать» напряжение, превышающее минимальный уровень. Если же этот уровень близок к нулю, то без энергоемких элементов решить задачу фильтрации невозможно. Поэтому постоянно продолжается модификация пассивных фильтров путем изменения схем включения конденсаторов, дросселей, рационального выбора

типа, числа звеньев, оптимизации их параметров и пр. [43, 44, 45, 46]. Однако данные пути не привели к кардинальному улучшению показателей.

В то же время тщательный анализ электромагнитных процессов показывает, что большие неиспользованные резервы таятся даже в простейших схемах. Дело в том, что энергия, запасенная в реактивных элементах фильтра, как правило, существенно превышает энергию, достаточную для полной компенсации пульсаций входной мощности на интервале ее повторения. Такое положение обусловлено зависимостью процессов расходования и запаса энергии от внешних по отношению к фильтру цепей, функциональное назначение которых не связано непосредственно с фильтрацией. Поэтому направленное управление энергообменом с целью фильтрации позволяет существенно снизить запас энергии в фильтре и соответственно повысить его удельные характеристики. Очевидно, что при этом в состав фильтра войдут активные элементы (в частности, ключи), он перестает быть чисто пассивным и становится, по существу, активным. Однако данные фильтры целесообразно выделить в отдельный класс, так как в них производится воздействие на скорость накопления и передачи энергии реактивных элементов без изменения формы подаваемого на вход напряжения.

§ 4.1. Распределение энергии в элементах Г-образного фильтра

Рассмотрим обобщенную схему фильтра, показанную на рис. 4.1, а. Она включает два фильтрующих элемента ФЭ1 и ФЭ2. Один из них соединен параллельно с нагрузкой, а другой включен в последовательную цепь между источником питания и нагрузкой. Для определенности будем полагать, что на вход подано напряжение, совпадающее по форме с выходным напряжением однофазного двухполупериодного выпрямителя и описываемое уравнением

$$u_{\text{вх}}(\vartheta) = |U_m \sin \vartheta|.$$

Форма потребляемого тока $i_{\text{вх}}(\vartheta)$ определяется типом элементов ФЭ1, ФЭ2 и особенностями работы конкретного устройства. Входное напряжение и потребляе-

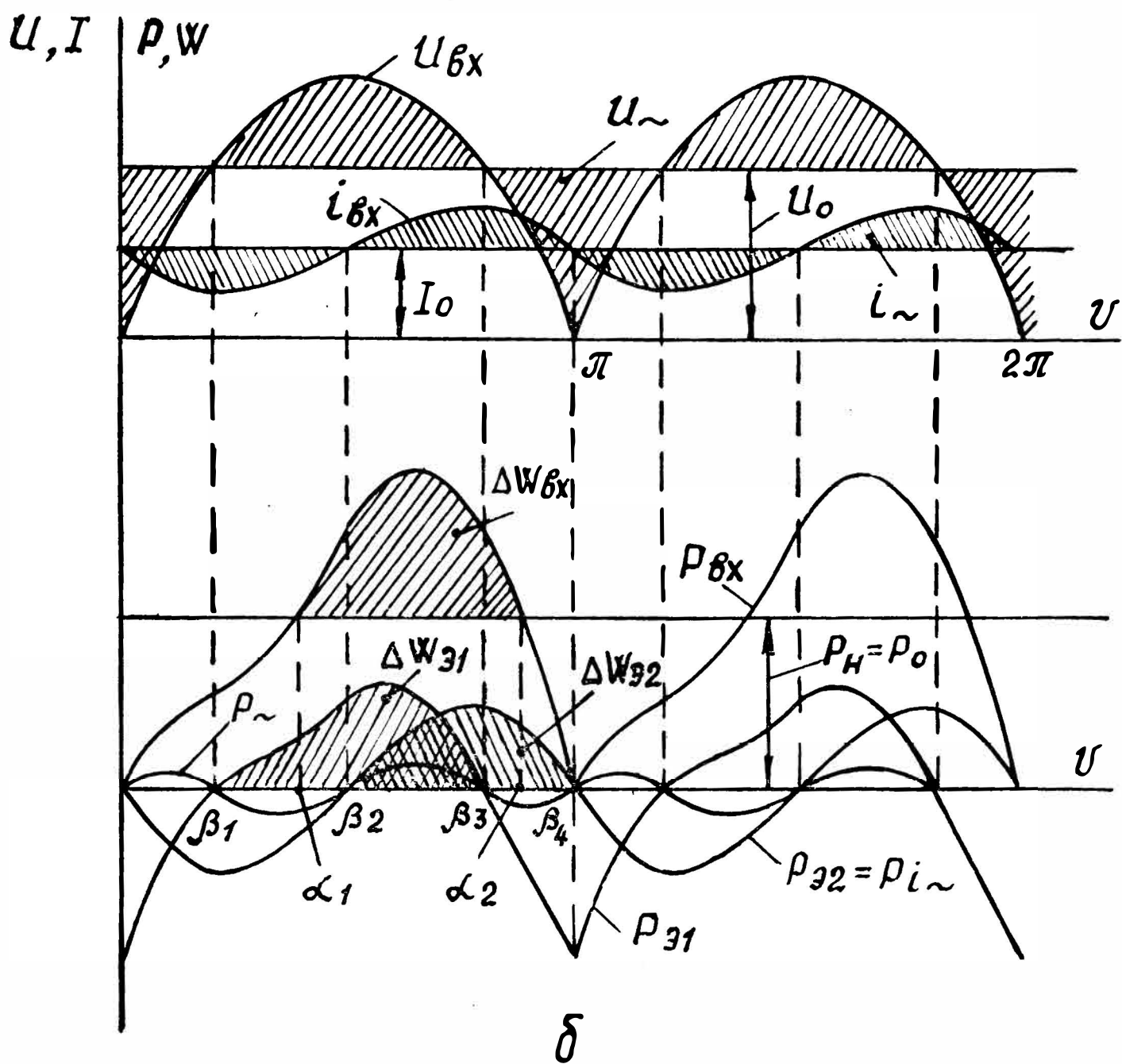
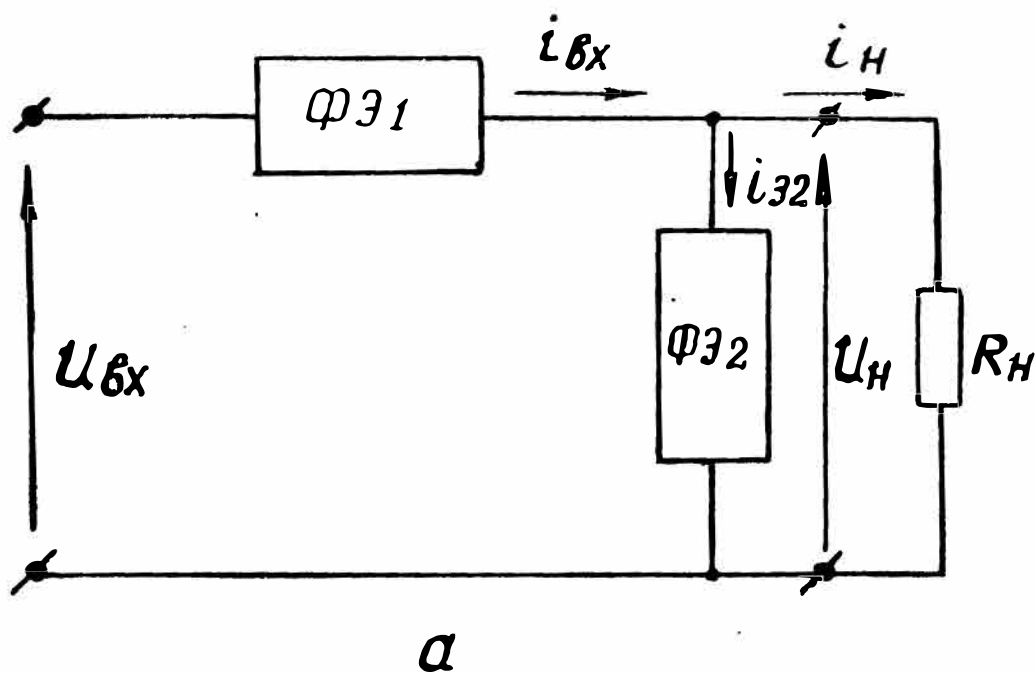


Рис. 4.1. Обобщенная схема Г-образного сглаживающего фильтра и временные диаграммы напряжений u , токов i , мощностей p и энергий w ее элементов

мый ток могут быть представлены в виде суммы постоянной (U_0, I_0) и переменной (u_{\sim}, i_{\sim}) составляющих:

$$u_{\text{вх}}(\vartheta) = U_0 + u_{\sim}; \quad i_{\text{вх}}(\vartheta) = I_0 + i_{\sim}. \quad (4.1)$$

Допустим, что переменная составляющая выходного напряжения пренебрежимо мала по сравнению с постоянной. Тогда становятся справедливыми равенства:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{э2}} = U_{\text{н}} = U_0; \quad i_{\text{э2}} = i_{\sim}; \\ u_{\text{э1}} = u_{\sim}; \quad i_{\text{н}} = I_0, \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

т. е. переменная составляющая входного напряжения выделяется на элементе ФЭ1, а переменная составляющая входного тока замыкается через элемент ФЭ2. Мгновенную мощность, потребляемую от источника, с учетом равенств (4.1) можно представить в виде

$$p_{\text{вх}}(\vartheta) = P_0 + p_{i_{\sim}} + p_{u_{\sim}} + p_{\sim}, \quad (4.3)$$

где $P_0 = U_0 I_0$; $p_{i_{\sim}} = U_0 i_{\sim}$; $p_{u_{\sim}} = u_{\sim} I_0$; $p_{\sim} = u_{\sim} i_{\sim}$.

Составляющие мощности $p_{\text{вх}}$ распределяются между элементами схемы следующим образом: P_0 передается в нагрузку, $p_{i_{\sim}}$ выделяется на элементе ФЭ2, а $p_{u_{\sim}}$ и p_{\sim} — на элементе ФЭ1, т. е.

$$P_{\text{н}} = P_0; \quad p_{\text{э2}} = p_{i_{\sim}}; \quad p_{\text{э1}} = p_{u_{\sim}} + p_{\sim}. \quad (4.4)$$

Временные диаграммы данных мощностей показаны на рис. 4.1, б. Для составляющих $P_{u_{\sim}}$, $P_{i_{\sim}}$ справедливы равенства:

$$\int_0^{\pi} p_{i_{\sim}} d\vartheta = U_0 \int_0^{\pi} i_{\sim} d\vartheta = 0; \quad \int_0^{\pi} p_{u_{\sim}} d\vartheta = I_0 \int_0^{\pi} u_{\sim} d\vartheta = 0. \quad (4.5)$$

Учитывая, что в элементах фильтра активная мощность не выделяется (потери пренебрежимо малы), и принимая во внимание (4.4), (4.5), можно записать

$$\int_0^{\pi} p_{\sim} d\vartheta = \int_0^{\pi} u_{\sim} i_{\sim} d\vartheta = 0.$$

Это означает, что функции, описывающие законы изменения переменных составляющих входного напряжения и тока, взаимно ортогональны на интервале $0 \leq \vartheta \leq \pi$. Для большого числа фильтров, выполненных по рассматриваемой схеме, в частности для индуктивно-емкостного, условие ортогональности U_{\sim} и i_{\sim} выполняется и на интервале $\beta_1 \leq \vartheta \leq \beta_3$, т. е.

$$\int_{\beta_1}^{\beta_3} u_{\sim} i_{\sim} d\vartheta = 0. \quad (4.6)$$

Здесь β_1, β_3 — углы перехода через нуль мощности $P_{\varepsilon 1}$ (см. рис. 4.1, б). Очевидно, что пульсации входной мощности приводят к пульсациям энергии, запасенной в элементах фильтра:

$$\left. \begin{aligned} \Delta W_{\varepsilon 1} &= \frac{1}{\omega} \int_{\beta_1}^{\beta_3} p_{\varepsilon 1}(\vartheta) d\vartheta = \frac{I_0}{\omega} \int_{\beta_1}^{\beta_3} u_{\sim}(\vartheta) d\vartheta; \\ \Delta W_{\varepsilon 2} &= \frac{1}{\omega} \int_{\beta_2}^{\beta_4} p_{\varepsilon 2}(\vartheta) d\vartheta = \frac{U_0}{\omega} \int_{\beta_2}^{\beta_4} i_{\sim}(\vartheta) d\vartheta. \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

При записи данных выражений использованы равенства (4.4), (4.6). Таким образом, в первом приближении приращение энергии последовательного элемента (ФЭ1) определяется только переменной составляющей входного напряжения, а приращение энергии параллельного элемента лишь переменной составляющей входного тока. Так как $U_0 = 2 U_m / \pi$, то переменная составляющая входного напряжения

$$u_{\sim}(\vartheta) = U_m \sin \vartheta - U_0 = U_0 \left(\frac{\pi}{2} \sin \vartheta - 1 \right). \quad (4.8)$$

Если в качестве ФЭ1 включен сглаживающий дроссель с индуктивностью L , то переменную составляющую входного тока можно представить в виде

$$i_{\sim}(\vartheta) = \frac{1}{\omega L} \int_0^{\vartheta} u_{\sim}(\vartheta) d\vartheta = \frac{I_0}{X_L^*} \left[\frac{\pi}{2} (1 - \cos \vartheta) - \vartheta \right], \quad (4.9)$$

где $X_C^* = \omega L / R_{\Pi}$ — относительное сопротивление дросселя.

Подставляя данные равенства в (4.7) и учитывая, что углы $\beta_1 = \arcsin(2/\pi)$; $\beta_2 = \pi/2$; $\beta_3 = \pi - \beta_1$; $\beta_4 = \pi$, после интегрирования получим

$$\left. \begin{aligned} \Delta W_{\varepsilon 1} &= \frac{P_0}{\omega} [2\beta_1 - \pi (1 - \cos \beta_1)] \simeq 0,2105 W_{\Pi}; \\ \Delta W_{\varepsilon 2} &= \frac{\pi P_0}{2\omega X_L^*} \left(1 - \frac{\pi}{4} \right) \simeq \frac{0,1073}{X_L^*} W_{\Pi}. \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

Здесь $W_H = \pi P_0 / \omega$ — энергия, переданная в нагрузку за половину периода входного напряжения.

Таким образом, приращение энергии последовательного фильтрующего звена ФЭ1 составляет примерно 21% от W_H , а приращение энергии ФЭ2 обратно пропорционально X_L^* . При $X_L^* \rightarrow \infty$, когда пульсации тока отсутствуют, $\Delta W_{\text{Э2}} = 0$, а при $X_L^* = X_{L \text{ кр}}^*$ (см. § 2.1) $\Delta W_{\text{Э2}}$ составляет 32,4% от W_H . Как видно из рис. 4.1, б, на каждом из полупериодов входного напряжения в диапазоне углов $\alpha_1 \leq \vartheta \leq \alpha_2$ потребляемая от источника мощность $P_{\text{вх}}$ превышает мощность нагрузки P_H , а в диапазонах углов $0 \leq \vartheta \leq \alpha_1$; $\alpha_2 \leq \vartheta \leq \pi$ меньше P_H . Очевидно, что энергия

$$\Delta W_{\text{вх}} = \frac{1}{\omega} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (P_{\text{вх}} - P_0) d\vartheta = \frac{1}{\omega} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (P_{\text{Э1}} + P_{\text{Э2}}) d\vartheta \quad (4.11)$$

периодически накапливается в элементах фильтра и передается в нагрузку. Величина этой энергии зависит от формы входного тока, причем ее минимум соответствует $i_{\sim} = 0$. Действительно, в этом случае $P_{i_{\sim}} = P_{\sim} = 0$; углы $\alpha_1 = \beta_1$, $\alpha_2 = \beta_3$ и $\Delta W_{\text{вх}} = \Delta W_{\text{Э1}} = 0,2105 W_H$. При наличии пульсаций тока всегда выполняется неравенство

$$\Delta W_{\text{Э1}} + \Delta W_{\text{Э2}} > \Delta W_{\text{вх}},$$

т. е. энергия, циркулирующая в элементах фильтра, больше энергии, передаваемой им в нагрузку. Это объясняется фазовым сдвигом между $P_{\text{Э1}}$ и $P_{\text{Э2}}$, в результате чего знаки $\Delta W_{\text{вх}}$, $\Delta W_{\text{Э1}}$, $\Delta W_{\text{Э2}}$ совпадают в пределах полупериода только на интервалах $0 \leq \vartheta \leq \beta_1$; $\beta_2 \leq \vartheta \leq \beta_3$. Поэтому при $\beta_1 \leq \vartheta \leq \alpha_1$, когда $P_{\text{вх}} < P_H$ и нужно поддерживать прежний уровень P_H за счет фильтра, ФЭ2 отдает энергию, а ФЭ1 уже начинает ее накапливать. Аналогично на интервале $\alpha_2 \leq \vartheta \leq \beta_4$ продолжается накопление в ФЭ1, хотя $P_H < P_{\text{вх}}$. Подобное противоречие наблюдается также в диапазонах углов $\alpha_1 \leq \vartheta \leq \beta_2$; $\beta_3 \leq \vartheta \leq \alpha_2$. Если же пульсации тока отсутствуют, то звено ФЭ2 может быть исключено, а ФЭ1 переходит из режима запаса энергии в режим ее отдачи в моменты смены разности мощностей ($P_{\text{вх}} - P_H$).

На основе проведенных рассуждений можно ввести понятие идеального (в плане энергоемкости) сглажи-

вающего фильтра. Это устройство, которое обеспечивает нулевые пульсации тока и на каждом полупериоде запасает и полностью отдает энергию $W_{\phi.\min} = 0,2105 W_{\Pi}$. Реальные пассивные фильтры далеки от идеального. Их характерной особенностью является то, что параметр, являющийся выходным для данного элемента (ток дросселей, напряжение конденсаторов), непосредственно определяет его энергию. Действительно, максимальная энергия и ее приращение для индуктивного звена

$$W_{L\max} = 0,5L I_{\max}^2 = 0,5L I_{\text{ср}}^2 (1 + K_{\text{пл.}i})^2;$$

$$\Delta W_L = 0,5L (I_{\max}^2 - I_{\min}^2) = 2L I_{\text{ср}}^2 \cdot K_{\text{пл.}i}.$$

Здесь $K_{\text{пл.}i} = \Delta I / (2 I_{\text{ср}})$ — коэффициент пульсации тока; I_{\max} , I_{\min} , $I_{\text{ср}}$ — максимальное, минимальное и среднее значение тока.

Отношение

$$\frac{W_{L\max}}{\Delta W_L} = \frac{(1 + K_{\text{пл.}i})^2}{4K_{\text{пл.}i}}. \quad (4.12)$$

Аналогично для емкостного звена

$$\frac{W_{C\max}}{\Delta W_C} = \frac{(1 + K_{\text{пл.}U})^2}{4K_{\text{пл.}U}}, \quad (4.13)$$

где $K_{\text{пл.}U} = \Delta U_C / (2U_{\text{ср}})$ — коэффициент пульсаций напряжения.

При записи данных выражений использовано равенство полусуммы максимального и минимального значений тока (напряжения) его средней величине. В общем случае это условие выполняется приближенно. Однако качественную и ориентировочную количественную связь между коэффициентами пульсаций и энергиями соотношения (4.12), (4.13) отражают. Видно, что при малых пульсациях основной вклад в сумму, заключенную в скобках, вносит член $1/K_{\text{пл}}$, т. е. отношение максимума энергии элемента к ее приращению практически обратно пропорционально $K_{\text{пл}}$. Поэтому в реактивных элементах пассивного фильтра обычно запасается энергия, значительно превышающая минимально возможную.

§ 4.2. Принципы построения и схемы фильтров с пониженной энергоемкостью

Как следует из материала предыдущего параграфа, сглаживающие свойства пассивных элементов жестко связаны с запасаемой в них энергией. Поэтому основным путем снижения энергоемкости является синтез схем, в которых указанная связь разорвана. Иными словами, в реактивных элементах пассивного фильтра имеется значительная энергия, однако управление процессами ее накопления и отдачи неэффективно. Если в состав фильтра ввести активные элементы и с их помощью управлять энергообменом реактивных, то можно снизить уровень энергии фильтра и соответственно его массу и габариты. Для обеспечения высокого коэффициента полезного действия желательно использовать ключевой режим работы активных элементов. На рис. 4.2, 4.3 представлены схемы и временные диаграммы устройств, в которых реализован указанный принцип. В фильтре по рис. 4.2 обмотка дросселя выполнена с отводами, которые через дополнительные ключи присоединены к источнику питания, а в фильтре по рис. 4.3 конденсаторное звено содержит ряд элементов, присоединенных к нагрузке также через дополнительные ключи. Работа устройства по рис. 4.2 заключается в следующем [47, 48]. При угле $\vartheta = \beta_1$ входное напряжение равно выходному (на диаграммах по рис. 4.2, б уровни постоянной составляющей напряжения U_0 и тока I_0 для упрощения показаны одной прямой), замкнут ключ K_n , ток дросселя протекает через него и обмотку W_n . С ростом ϑ ток обмотки, а также поток дросселя возрастают и при угле α_2 они достигают величин:

$$i_n(\alpha_2) = i_n(\beta) + \frac{1}{\omega L_n} \int_{\beta_1}^{\alpha_2} u_{\sim}(\vartheta) d\vartheta;$$

$$\Phi(\alpha_2) = i_n(\alpha_2) \omega_n / r_m,$$

где ω_n , L_n — число витков и индуктивность n -й обмотки; r_m — магнитное сопротивление магнитопровода дросселя; $u_{\sim} = u_{\text{вх}} - u_{\text{н}}$.

В момент времени, соответствующий углу α_2 , ключ K_n размыкается, а ключ K_{n-1} — замыкается. Ток дросселя из витков ω_n переводится в витки ω_{n-1} и в силу

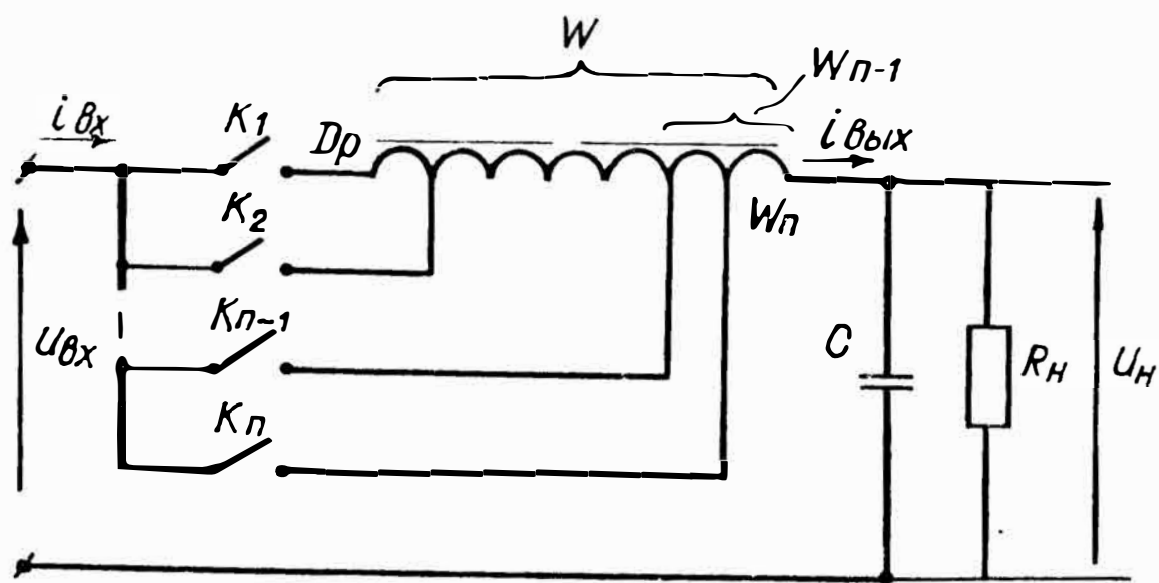
непрерывности потока скачком уменьшается до величины

$$i_{n-1}(\alpha_2) = i_n(\alpha_2) \frac{\omega_n}{\omega_{n-1}}.$$

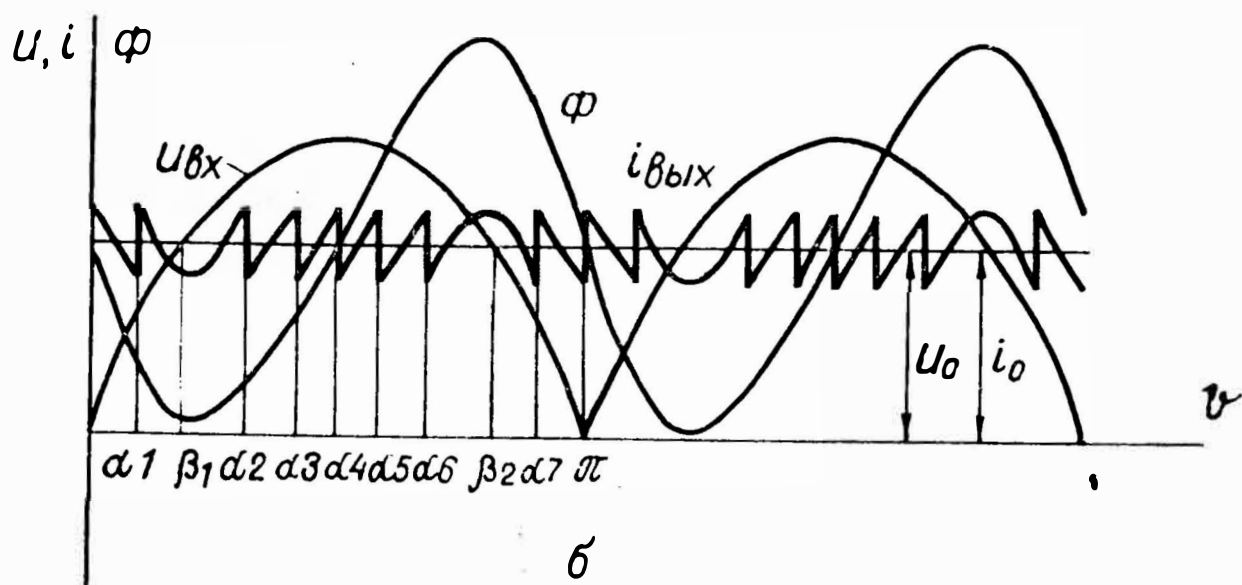
На интервале $\alpha_2 \leq \vartheta \leq \alpha_3$ ток проводит ключ K_{n-1} , закон изменения тока определяется равенством

$$i_{n-1}(\vartheta) = i_{n-1}(\alpha_2) + \frac{1}{\omega L_{n-1}} \int_0^{\vartheta} u_{\sim}(\vartheta) d\vartheta.$$

При $\vartheta = \alpha_3$ размыкается ключ K_{n-1} , а K_{n-2} замыкается. В силу скачкообразного возрастания числа витков, обтекаемых током, вновь пропорционально виткам уменьшается ток и т. д. Указанные переключения по циклу



а



б

Рис. 4.2. Активный фильтр с коммутируемыми витками сглаживающего дросселя: а — схема; б — временные диаграммы (входного напряжения $U_{вх}$; магнитного потока Φ ; выходного тока $i_{вых}$)

$K_n \rightarrow K_{n-1} \rightarrow \dots \rightarrow K_1$ производится до угла α_6 . При $\vartheta > \beta_2$ начинается процесс отдачи энергии дросселем, и ключи переключают в обратной последовательности, т. е. по циклу $K_1 \rightarrow K_2 \rightarrow \dots \rightarrow K_n$. Описанные переключения позволяют при широком диапазоне изменения потока дросселя (а следовательно, и накопленной в его поле энергии) обеспечивать малые пульсации передаваемого тока. Теоретически, при бесконечном числе отводов можно исключить из схемы конденсатор, а в дросселе накапливать минимально допустимую энергию $W_{\phi, \min}$, т. е.

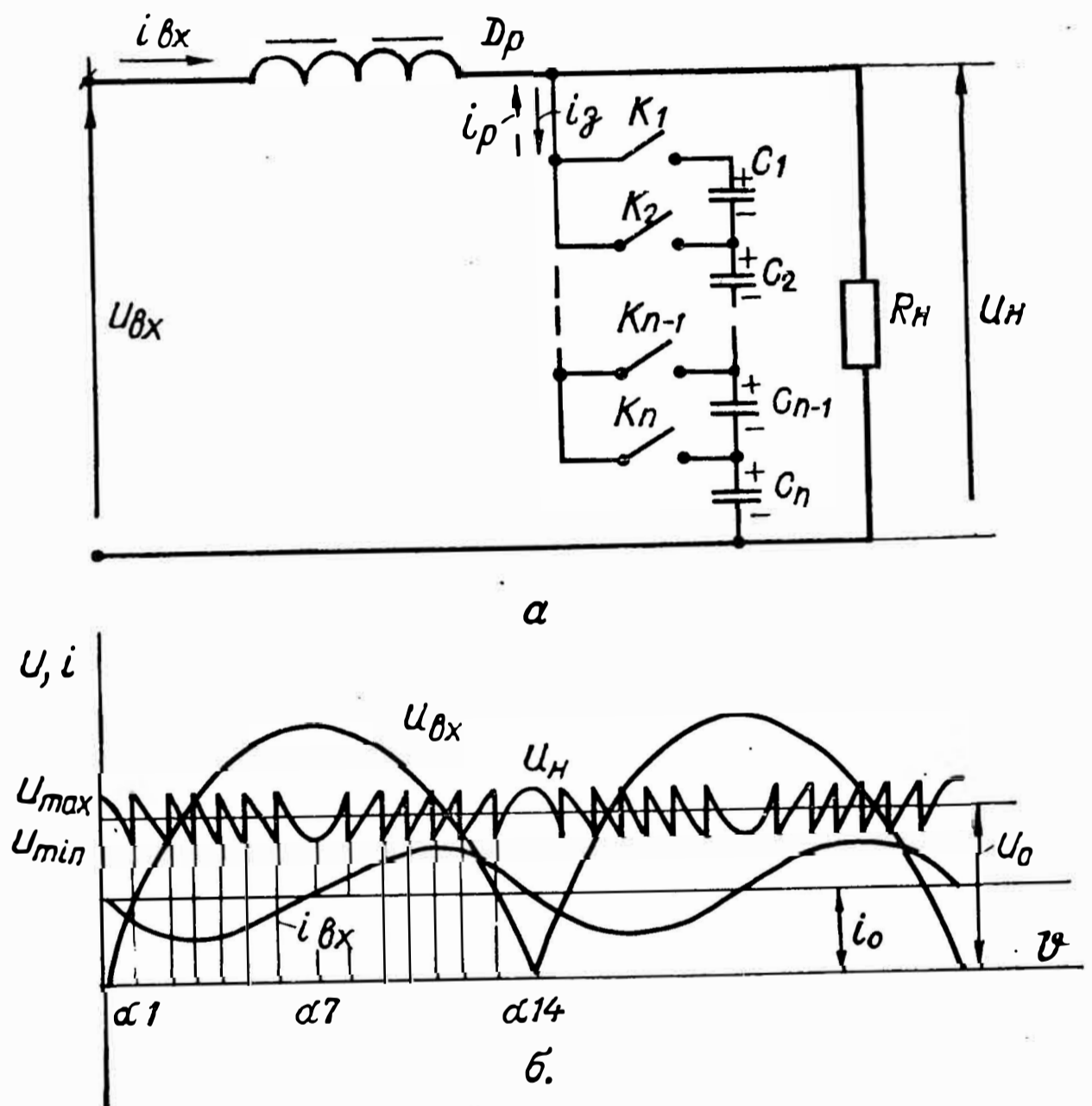


Рис. 4.3. Фильтр с переключаемыми частями конденсаторной батареи: а — схема; б — временные диаграммы

данный фильтр может соответствовать понятию «идеальный». Однако такой фильтр трудно реализовать. Практический интерес представляют подобные фильтры с небольшим числом отводов и, в частности, с одним дополнительным отводом и двумя ключами, замыкающимися в противофазе.

В схеме по рис. 4.3 при $i_{\text{вх}} < i_0$, когда емкостное звено фильтра отдает энергию, ключи замыкаются по циклу $K_n \rightarrow K_{n-1} \rightarrow \dots \rightarrow K_1$. При $0 \leq \vartheta \leq \alpha_1$ замкнут K_n , конденсатор C_n разряжается и напряжение

$$u_{\text{н}}(\vartheta) = U_{C_n}(0) + \frac{1}{\omega C_n} \int_0^{\vartheta} i_{\text{вх}}(\vartheta) d\vartheta.$$

При угле α_1 ключ K_n размыкается, а K_{n-1} замыкается. К нагрузке подключаются два последовательно соединенных конденсатора C_n и C_{n-1} . Очевидно, что после подключения C_{n-1} напряжение нагрузки скачком возрастает и на интервале $\alpha_1 < \vartheta < \alpha_2$ изменяется по закону

$$u(\vartheta) = U_{C_n}(\alpha_1) + U_{C_{n-1}}(\alpha_1) + \frac{C_n + C_{n-1}}{C_n \cdot C_{n-1}} \int_{\alpha_1}^{\vartheta} i_{\text{вх}}(\vartheta) d\vartheta.$$

После уменьшения до величины U_{min} суммарного напряжения двух конденсаторов к ним последовательно подключается третий и т. д. При определенном соотношении емкостей ($C_n > C_{n-1} > \dots > C_1$), а также интервалов замкнутого состояния ключей можно к моменту перехода $i_{\text{вх}} \sim$ через нуль (α_7) почти полностью «выбрать» энергию конденсаторов. На интервале $\alpha_7 < \vartheta < \alpha_{14}$, когда $i_{\text{вх}} > I_0$, конденсаторы заряжаются. Ключи замыкаются по циклу $K_1 \rightarrow K_2 \rightarrow \dots \rightarrow K_n$. В дальнейшем описанные процессы повторяются. Данный фильтр по запасаемой в нем энергии нельзя сделать идеальным. Ему свойственны также следующие принципиальные недостатки: выходное напряжение имеет пульсации, требующие дополнительного сглаживания, ключи должны обладать двухсторонней проводимостью. Поэтому подобные устройства целесообразно использовать лишь для питания мощных импульсных нагрузок, формируя напряжения с относительно малой пульсацией амплитуды при практически полной передаче энергии конденсаторов.

Следующим способом снижения энергоемкости фильтров является включение дополнительного источника напряжения в последовательную цепь между выпрямителем и нагрузкой. Различным вариантам подобных фильтров, отличающихся принципами и схемами фор-

мирования дополнительного напряжения, уделено большое внимание [49, 50, 51, 52, 53]. Однако большинству разработчиков не удалось достичь ощутимых практических результатов. Это связано со значительной массой дополнительного источника. Для иллюстрации сказанного рассмотрим схему преобразователя по рис. 4.4.

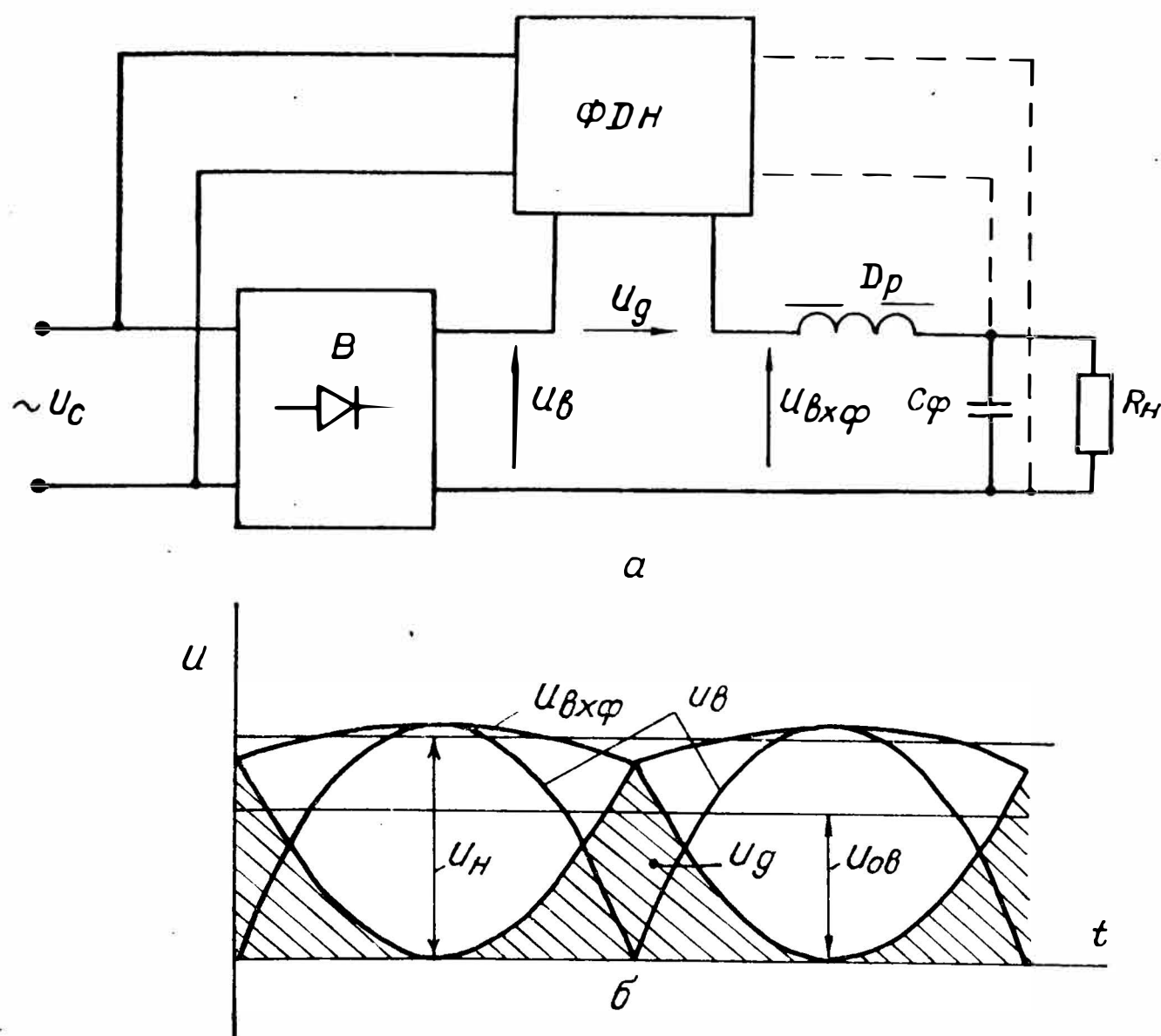


Рис. 4.4. Преобразователь с каналом формирования дополнительного компенсирующего напряжения: а — схема; б — временные диаграммы

В этой схеме напряжение питающей сети подается параллельно на входы выпрямителя B и формирователя напряжения $\Phi ДН$. Выходные зажимы данных устройств соединены последовательно. Возможно также подключение входа формирователя к нагрузке. Допустим, что с помощью формирователя удастся получить напряжение, изменяющееся по закону (см. рис. 4.4, б):

$$u_d(\vartheta) = |U_{дт}(1 - \sin\vartheta)|,$$

где $U_{дт}$ — амплитуда дополнительного напряжения.

Тогда к входу фильтра приложено

$$u_{вх.\phi}(\vartheta) = (U_m - U_{дт}) \sin\vartheta + U_{дт}.$$

Полагая, что ток входной цепи выпрямителя (и формирователя) имеет пренебрежимо малые пульсации, отношение мощностей

$$\frac{P_d}{P_B} = \frac{\int_0^\pi u_B(\vartheta) d\vartheta}{\int_0^\pi u_d(\vartheta) d\vartheta} = \frac{(\pi - 2) U_{дт}}{2U_m} \simeq 0,57 \frac{U_{дт}}{U_m}. \quad (4.14)$$

Здесь P_d , P_B — мощности, потребляемые соответственно по цепям формирователя и выпрямителя.

Под действием дополнительного источника среднее значение выходного напряжения возрастает до величины

$$U_{\text{вых.ср}} = U_{дт} + \frac{2}{\pi} (U_m - U_{дт}).$$

Учитывая, что коэффициент пульсаций $K_{\text{пл.вх}} = \Delta U_{\text{вх.т}} / (2U_{\text{вх.ср}})$, а $\Delta U_{\text{вх.т}} = U_m - U_{дт}$, после преобразований выражение (4.14) можно записать в виде

$$\frac{P_d}{P_B} = \frac{(\pi - 2) (\pi - 4K_{\text{пл.вх}})}{2 [\pi + 2K_{\text{пл.вх}} (\pi - 2)]}.$$

На рис. 4.5 показан график зависимости данного отношения от $K_{\text{пл.}}$. Как видим, для получения малых пульсаций на входе фильтра приходится значительную часть мощности нагрузки передавать через формирователь дополнительного напряжения (в пределе при $K_{\text{пл.вх}} \rightarrow 0$ $P_d \rightarrow 0,57P_B$). Генерировать напряжение U_d изображенной на рис. 4.4, б формы затруднительно. Можно, например, выполнить формирователь из последовательно включенных звена постоянного тока (т. е. выпрямителя с фильтром), высокочастотного импульсного модулятора и демодулятора. Даже при использовании современной элементной базы данные звенья получаются относительно громоздкими, а преимущества устройства в целом по сравнению с простейшей схемой слабо выраженными. Подключение формирователя к нагрузке позволяет исключить из его схемы звено постоянного тока. Однако в этом случае нагрузка становится переменной и для компенсации ее влияния требуется увеличение C_ϕ . Приведенный пример показывает, что построение фильтрующих устройств, через ко-

торые передается дополнительная активная мощность, не дает желаемых результатов. Более перспективен путь синтеза фильтрующих схем, которые потребляют чисто реактивную мощность. Именно такой вариант фильтра с последовательно включенным формирователем напряжения показан на рис. 4.6 [54]. В данном устройстве роль источника напряжения выполняет дополнительный конденсатор C_d .

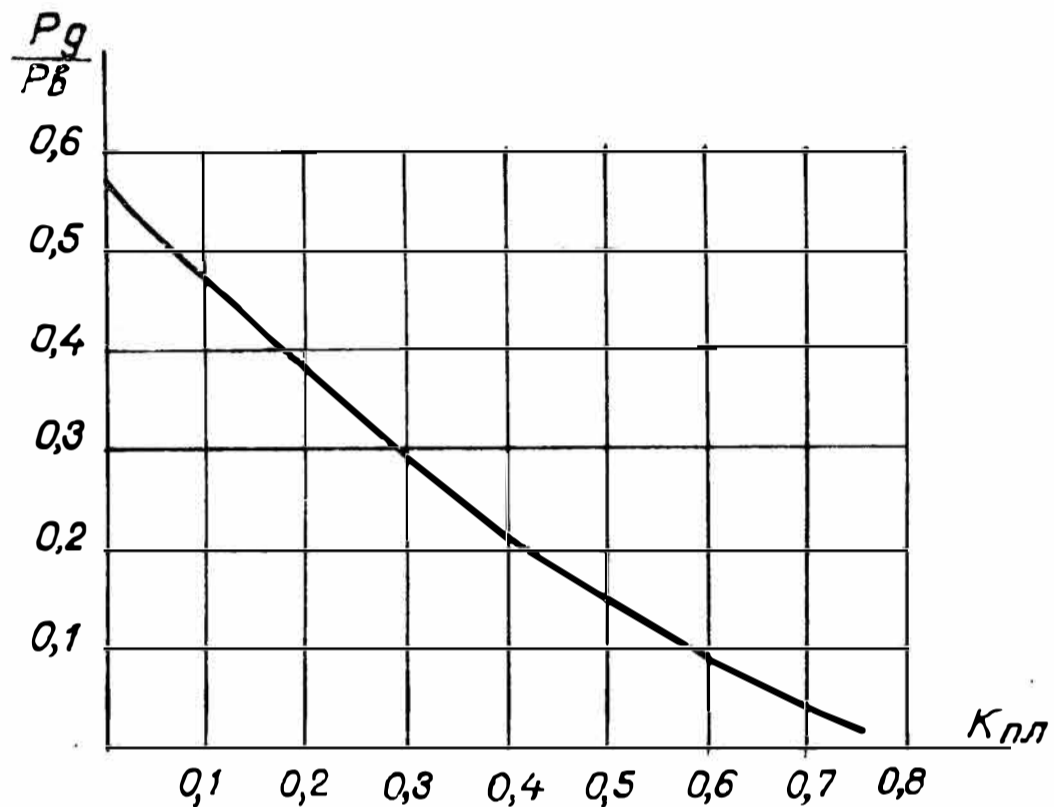
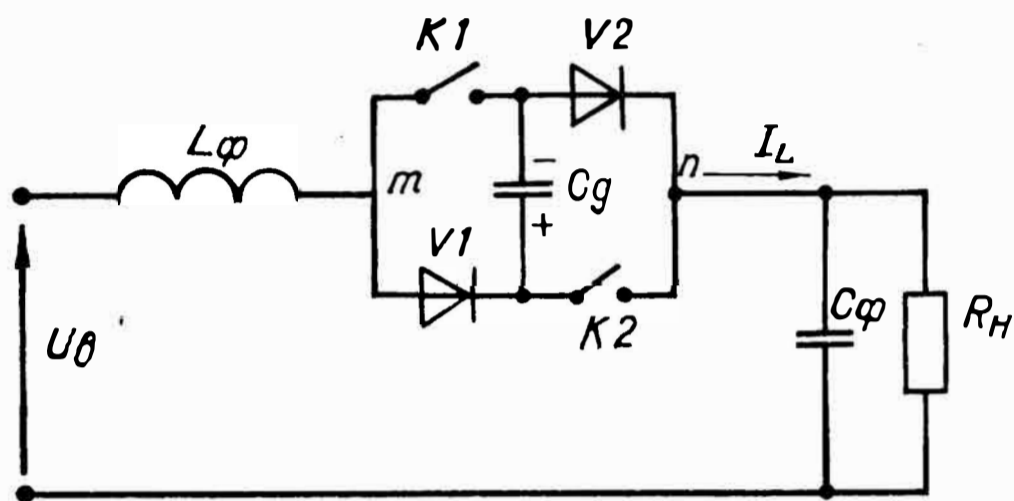


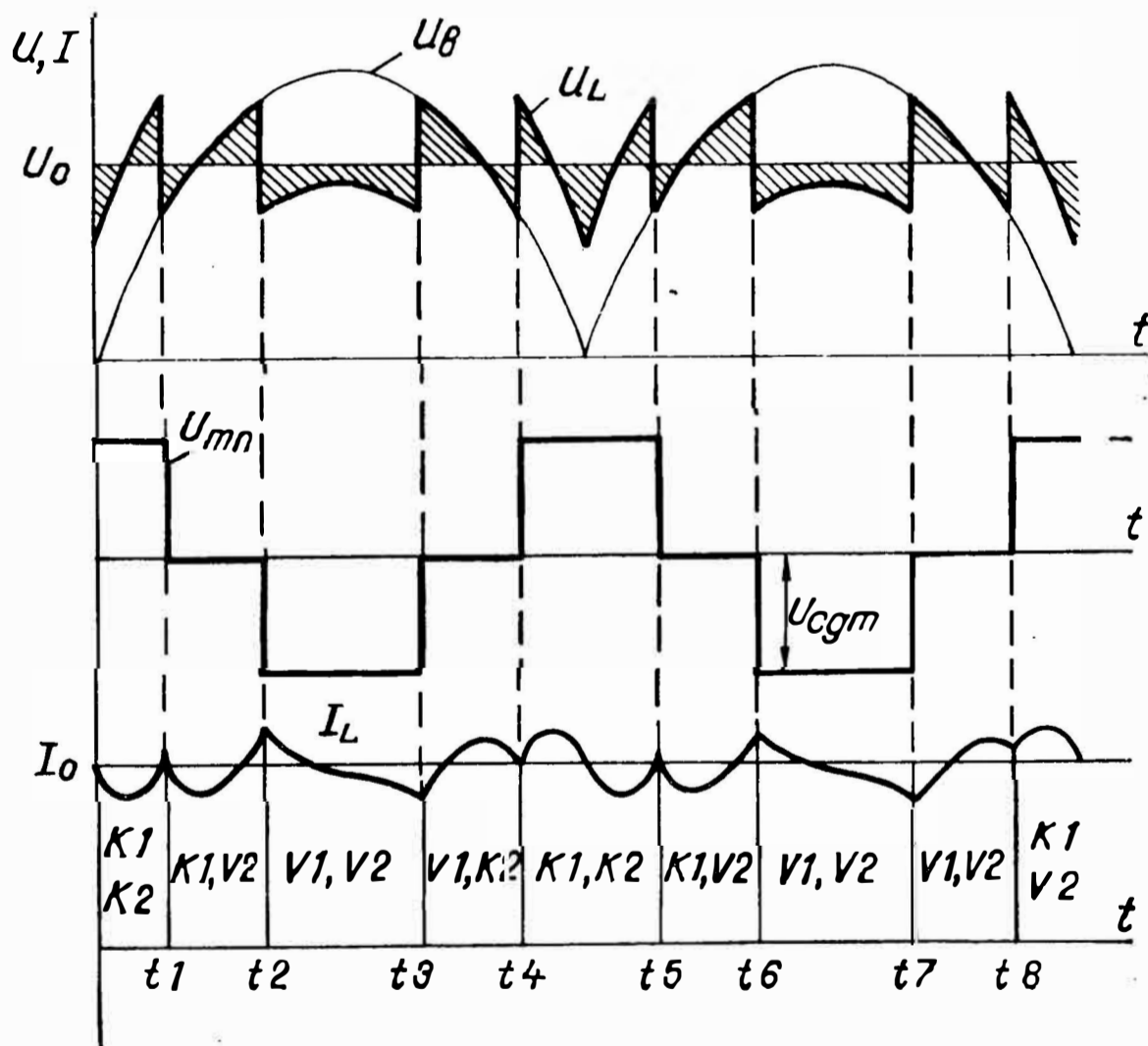
Рис. 4.5. Отношение мощностей, передаваемых по дополнительному и основному каналам в схеме по рис. 4.4 от коэффициента пульсаций напряжения на входе пассивного фильтра

Пусть конденсатор C_d заряжен до напряжения $U_{Cд}$ с обозначенной на рисунке полярностью. На временном интервале $t_1 \div t_2$ замкнут ключ $K1$ и ток дросселя замыкается через него и диод V_2 , минуя конденсатор C_d . К дросселю фильтра приложено напряжение $U_L = U_B - U_{II}$. В момент времени t_2 размыкается ключ $K1$, а ток дросселя начинает протекать через диоды V_1 , V_2 и дополнительный конденсатор. При этом напряжение конденсатора включено встречно выпрямленному, т. е. $U_L = U_B - U_{Cд} - U_{II}$. На интервале $t_3 \div t_4$ замкнут $K2$, ток течет через него и V_1 , вновь минуя конденсатор C_d . В момент времени t_4 замыкаются оба ключа, проводивший до этого диод V_1 запирается, и ток I_L на интервале $t_4 \div t_5$ протекает через конденсатор в направлении, противоположном рассмотренному. Напряжение конденсато-

ра включено согласно с выпрямленным и $U_L = U_B + U_{CD} - U_{II}$. Таким образом, при $U_B > U_{II}$ напряжение дополнительного конденсатора вычитается из входного, а при $U_B < U_{II}$ — складывается с ним. В результате снижаются пульсации напряжения сглаживающего дросселя, повышается их частота, что приводит к существенному снижению переменной составляющей тока



а



б

Рис. 4.6. Фильтр с активным звеном емкостного типа:
а — схема; б — временные диаграммы

дросселя и соответственно пульсаций выходного напряжения. Очевидно, что на интервале $t_2 \div t_3$ конденсатор C_d будет заряжаться, а на интервале $t_4 \div t_5$ — разряжаться. Постоянный уровень его напряжения зависит от указанных интервалов и потерь в элементах схемы. При коммутации ключей с частотой, значительно превышающей частоту питающей сети, способом широтно-импульсной модуляции можно сформировать на зажимах m, n напряжение, огибающая которого идентична по форме и находится в противофазе с переменной составляющей выпрямленного напряжения. Тогда элементы L_{ϕ}, C_{ϕ} сглаживают лишь высокочастотную составляющую и запасаемая в них энергия пренебрежимо мала. Однако при этом возрастают потери в коммутирующих приборах, что связано с увеличением требуемой поверхности теплоотвода и соответственно их габаритов. Учитывая, что даже при замыкании ключей на частоте полупериодов питающей сети частота переменной составляющей напряжения дросселя существенно возрастает, целесообразно исследовать данную схему.

Следующим способом снижения энергоемкости фильтров является применение дополнительных источников тока, включаемых параллельно фильтровому конденсатору. Если подключить источник переменного тока в противофазе с переменной составляющей тока сглаживающего дросселя, то можно полностью компенсировать указанную составляющую и, в принципе, исключить из схемы фильтровой конденсатор. Основной вопрос возникает в практической реализации такого источника. Как и в случае с дополнительным источником напряжения, желательно от источника тока не потреблять активную мощность. Схема такого устройства и временные диаграммы показаны на рис. 4.7 [55]. В этой схеме использовано активное звено индуктивного типа, содержащее мост из двух ключей и двух диодов, в диагонали постоянного тока которого включен дополнительный дроссель L_d .

Допустим, что к моменту времени t_1 в дополнительном дросселе протекает ток $I_{L_d \max}$, замыкающийся через ключ K_1 и диод V_2 . В момент t_1 размыкается ключ K_1 и ток I_{L_d} на интервале $t_1 \div t_2$ протекает по цепи — $C_{\phi} \rightarrow V_1 \rightarrow L_d \rightarrow V_2 \rightarrow +C_{\phi}$. Энергия дросселя L_d передается в фильтровой конденсатор, а токи дросселей (основ-

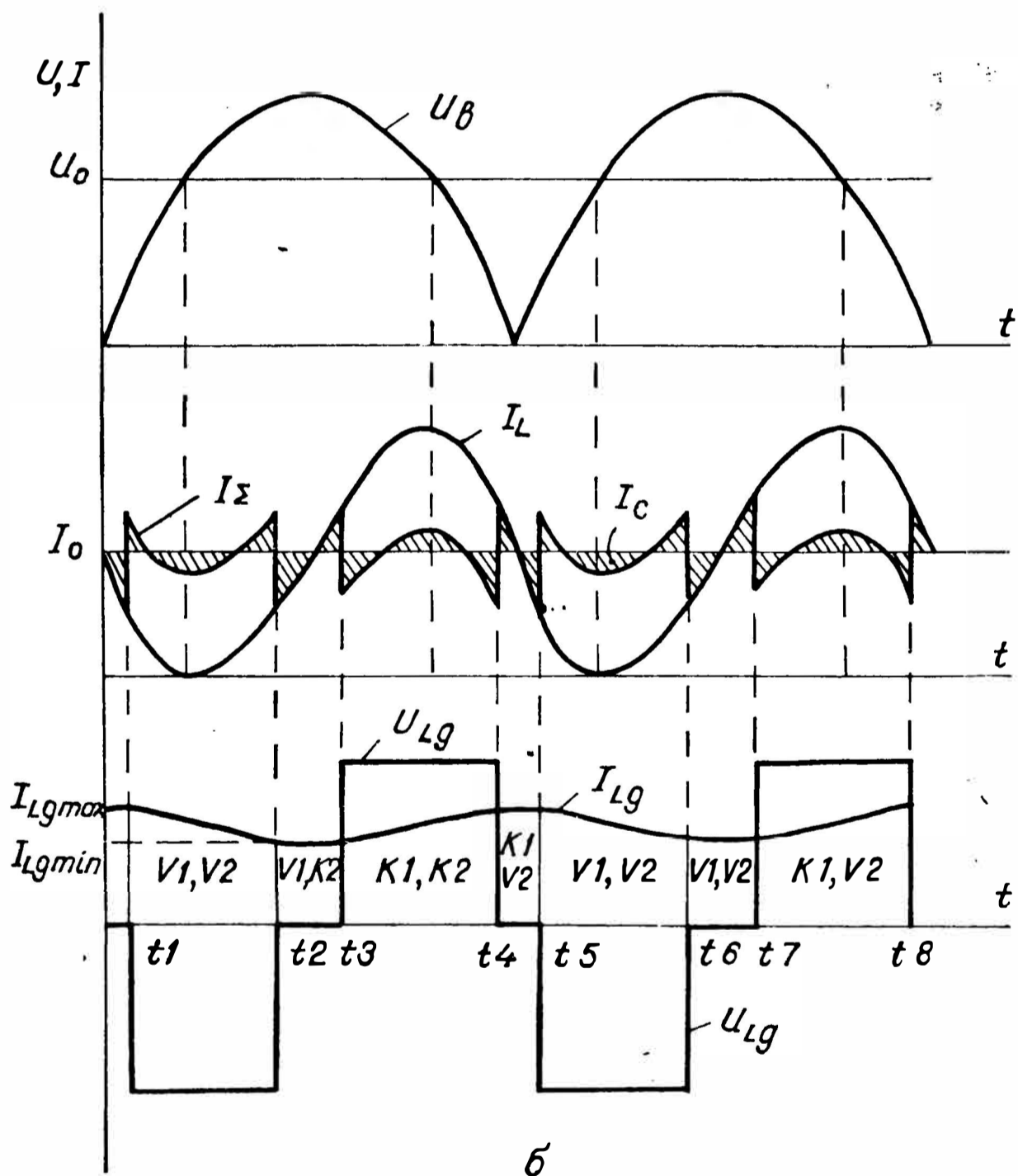
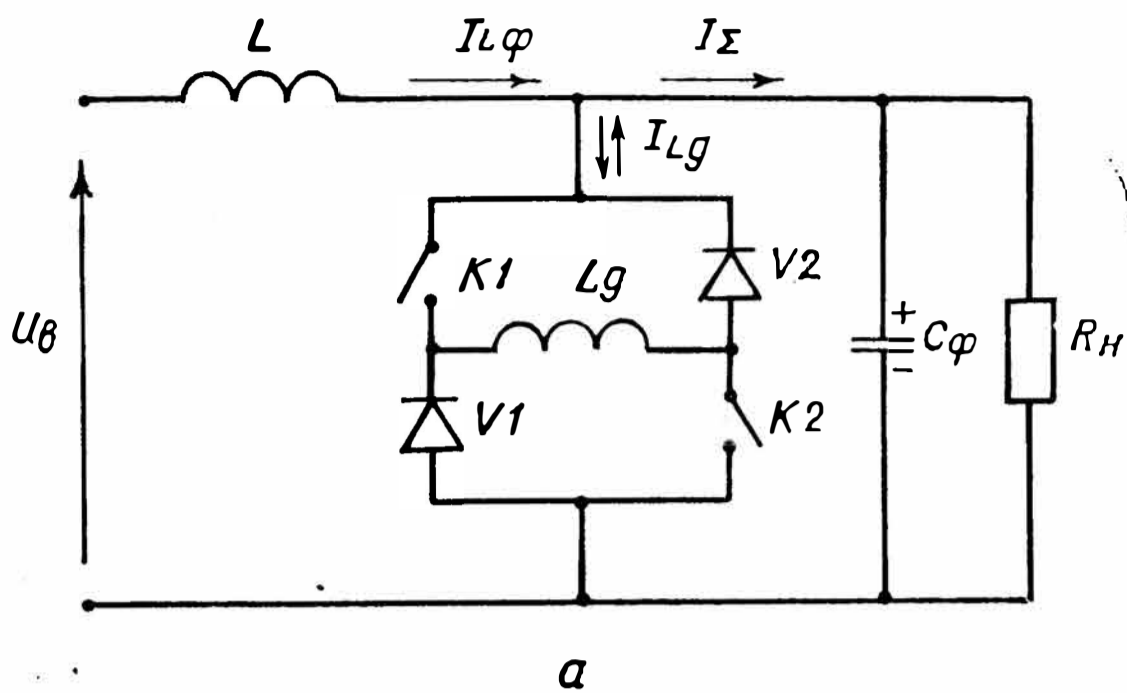


Рис. 4.7. Фильтр с активным звеном индуктивного типа: а — схема; б — временные диаграммы

ного L_{ϕ} и дополнительного $L_{д}$) складываются. В момент времени t_2 замыкается K_2 , диод V_2 запирается напряжением фильтрового конденсатора, ток дросселя $L_{д}$, уменьшившийся к этому моменту до $I_{L_{д\min}}$, замыкается через K_2 и V_1 . Если пренебречь потерями в дросселе, ключе и диоде, то на интервале $t_2—t_3$ напряжение $U_{L_{д}}$ равно нулю, ток дросселя $I_{L_{д}}$ постоянен, его энергия сохраняется. В момент времени t_3 включается K_1 , запирается диод V_1 и ток дросселя на интервале $t_3—t_4$ протекает по цепи $+C_{\phi} \rightarrow K_1 \rightarrow L_{д} \rightarrow K_2 \rightarrow -C_{\phi}$. Очевидно, что в этом случае ток дополнительного дросселя вычитается из тока основного, т. е. $I_{\Sigma} = I_{L_{\phi}} - I_{L_{д}}$, в дросселе $L_{д}$, происходит накопление энергии, ток возрастает до $I_{L_{д\max}}$. В момент времени t_4 размыкается K_2 , ток $I_{L_{д}}$ протекает через K_1 , V_2 , оставаясь неизменным до момента времени t_5 . В дальнейшем описанные процессы повторяются. Из диаграмм явно видно, что ампер-секундная площадь переменной составляющей тока основного дросселя значительно превышает аналогичную площадь суммарного тока. Поэтому пульсации выходного напряжения, естественно, будут меньше. Практически рассмотренная схема является дуальным аналогом схемы по рис. 4.6. Ключи также могут работать на высокой частоте, обеспечивая приближение фильтра к «идеальному», но при этом появляется охарактеризованный выше недостаток.

На базе описанных основных схем может быть синтезировано большое число фильтров с уменьшенной энергоемкостью, представляющих собой варианты основных схем, а также их комбинации.

§ 4.3. Анализ сглаживающего фильтра с активным звеном емкостного типа

Будем полагать, что ключи фильтра, изображенного на рис. 4.6, а, коммутируются с частотой, равной частоте следования полупериодов питающей сети. Тогда эквивалентные схемы и упрощенные временные диаграммы имеют вид, показанный на рис. 4.8. На интервалах $\alpha_1 \leq \vartheta \leq \alpha_2$, $\alpha_3 \leq \vartheta \leq \alpha_4$ дополнительный конденсатор $C_{д}$ отключен, его напряжение постоянно, а ток дросселя L_{ϕ} замыкается через ключ и диод, т. е. через K_1 , V_2 (см. рис. 4.8, а) на первом интервале и V_1 , K_2 (см. рис. 4.8, в) — на втором. При $\alpha_2 \leq \vartheta \leq \alpha_3$ ключи разом-

кнуты (см. рис. 4.8, б), напряжение $U_{сд}$ дополнительного конденсатора вычитается из входного и растет под действием заряда, втекающего через диоды V_1, V_2 :

$$q_c^+ = \frac{1}{\omega} \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} i_L(\vartheta) d\vartheta.$$

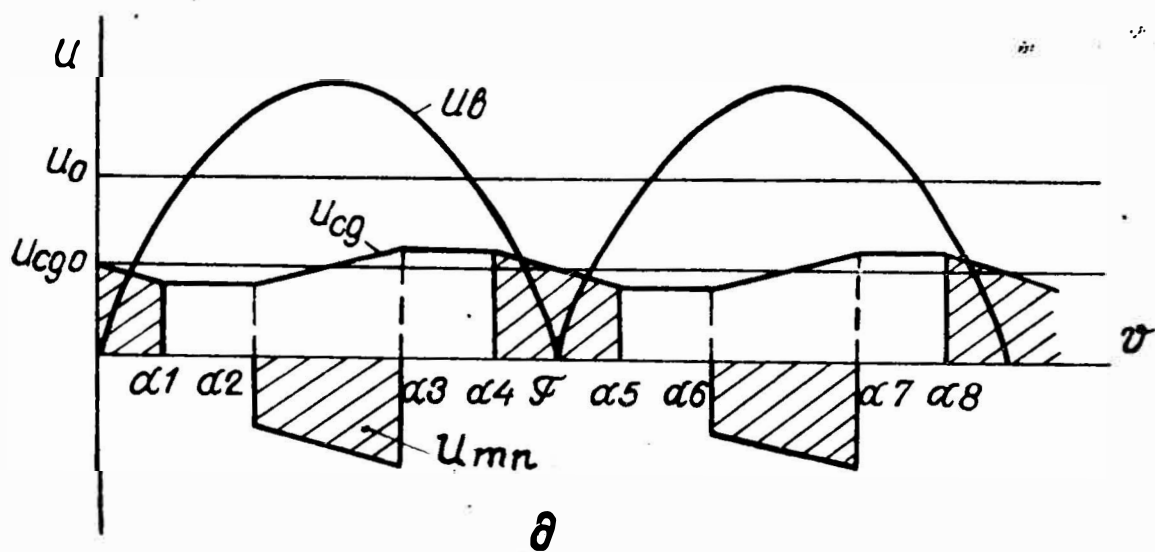
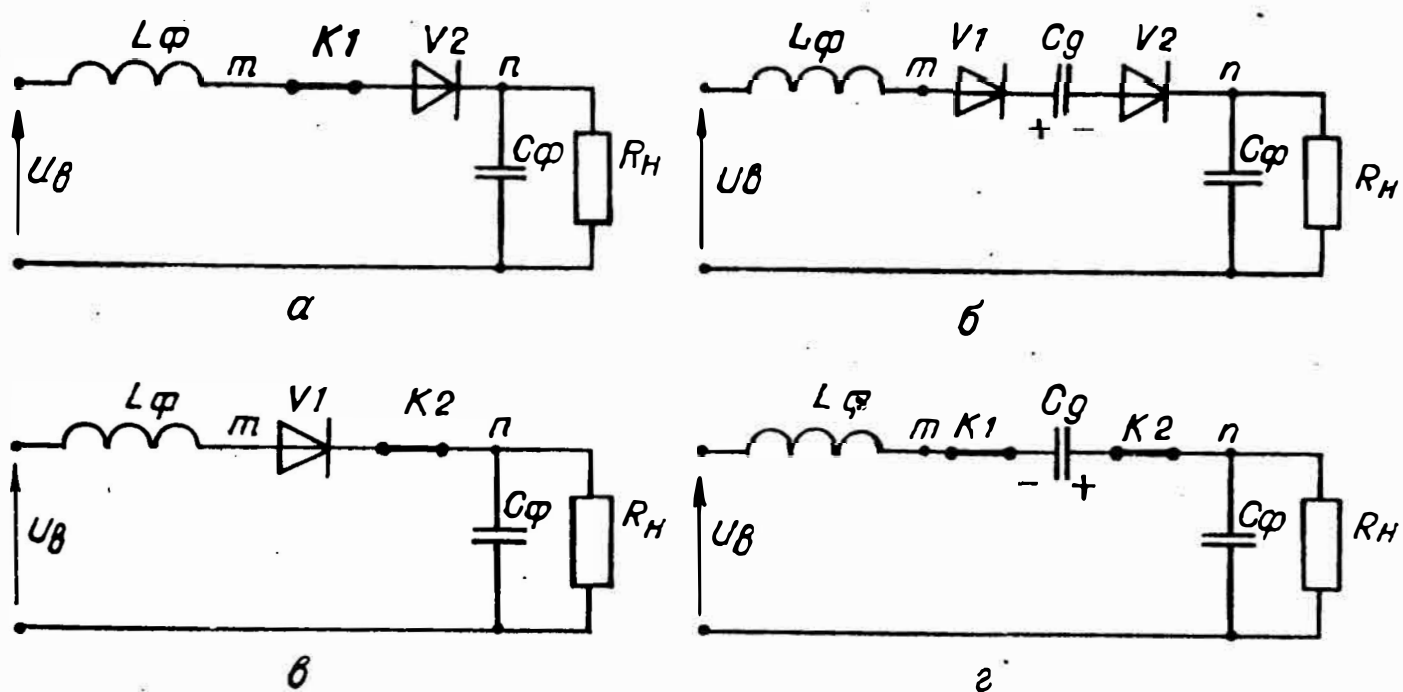


Рис. 4.8. Эквивалентные схемы фильтра с активным звеном емкостного типа на интервалах: а — $\alpha_1 \leq \vartheta \leq \alpha_2$; б — $\alpha_2 \leq \vartheta \leq \alpha_3$; в — $\alpha_3 \leq \vartheta \leq \alpha_4$; г — $\alpha_4 \leq \vartheta \leq \alpha_5$; д — временные диаграммы

В диапазонах углов $0 \leq \vartheta \leq \alpha_1$; $\alpha_4 \leq \vartheta \leq \alpha_5$ замкнуты оба ключа (см. рис. 4.8, г), происходит сложение напряжения $U_{сд}$ с входным, причем $U_{сд}$ падает, т. к. из конденсатора C вытекает заряд

$$q_c^- = \frac{1}{\omega} \int_{\alpha_4}^{(\pi+\alpha_1)} i_L(\vartheta) d\vartheta.$$

Очевидно, что в установившемся режиме $q_c^+ = q_c^-$. Выполнение этого условия не характеризует уровень напряжения $U_{сдо}$ дополнительного конденсатора. Этот уровень должен принудительно задаваться за счет некоторой разности интервалов замкнутого и разомкнутого состояний обоих ключей. Следует отметить тесную взаимную связь процессов в рассматриваемом устройстве и соответственно связь параметров. Так, пульсации выходного напряжения зависят от емкости фильтра C_ϕ и переменной составляющей тока дросселя $i_L \sim$, которая, в свою очередь, определяется индуктивностью фильтра, углами коммутации $\alpha_1 \div \alpha_4$, а также емкостью дополнительного конденсатора C_d . Существует оптимальное соотношение параметров, при котором активное звено дает наибольший эффект. Естественно, что данную задачу наиболее целесообразно решать с помощью ЭВМ. При анализе фильтра воспользуемся прежними допущениями и обозначениями (см. § 2.1) с тем отличием, что для относительных напряжений в качестве нормирующей величины будем считать постоянную составляющую выходного напряжения, т. е. $U^* = U/U_H$. Это позволяет несколько упростить запись уравнений. Кроме того, обозначим: $G_d^* = \omega C_d R_H$ — относительная проводимость дополнительного конденсатора; $K_{U\phi L} = U_H/U_{вх.ср}$ — коэффициент передачи фильтра по напряжению, где $U_{вх.ср}$ — среднее значение входного напряжения. В рассматриваемом устройстве возможен режим работы, когда $U_{сдmin} = U_{сд}(\alpha_1) = 0$. По аналогии с $X_{L.кр}^*$ (см. § 2.1) введем понятие относительной проводимости дополнительного конденсатора в критическом режиме $G_{д.кр}^*$. Для тока дросселя и напряжения конденсатора C_d справедливы следующие системы уравнений:

$$\frac{di_L^*(\vartheta)}{d\vartheta} = \begin{cases} \frac{1}{X_L^*} [U_{вх}^*(\vartheta) - U_{сд}^*(\vartheta) - U_H^*(\vartheta)], & \alpha_2 \leq \vartheta \leq \alpha_3; \\ \frac{1}{X_L^*} [U_{вх}^*(\vartheta) - U_H^*(\vartheta)], & \alpha_3 \leq \vartheta \leq \alpha_4; \alpha_1 \leq \vartheta \leq \alpha_2; \\ \frac{1}{X_L^*} [U_{вх}^*(\vartheta) + U_{сд}^*(\vartheta) - U_H^*(\vartheta)], & \alpha_4 \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha_1). \end{cases} \quad (4.15)$$

$$U_{C_d}^*(\vartheta) = \begin{cases} U_{C_d \min}^* = U_{C_d}^*(\alpha_1), & \alpha_1 \leq \vartheta \leq \alpha_2; \\ U_{C_d \min}^* + \frac{1}{G_d^*} \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} i_L^*(\vartheta) d\vartheta, & \alpha_2 \leq \vartheta \leq \alpha_3; \\ U_{C_d \max}^* = U_{C_d}^*(\alpha_3), & \alpha_3 \leq \vartheta \leq \alpha_4; \\ U_{C_d \max}^* - \frac{1}{G_d^*} \int_{\alpha_4}^{(\pi + \alpha_1)} i_L^*(\vartheta) d\vartheta, & \alpha_4 \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha_1). \end{cases} \quad (4.16)$$

Здесь $U_{вх}^*(\vartheta) = |U_m^* \cdot \sin \vartheta|$, $U_n^*(\vartheta)$ — текущие значения входного и выходного напряжений.

Переменная составляющая выходного напряжения

$$U_{н\sim}^* = \frac{1}{G_{\phi}^*} \int_0^{\vartheta} [i_L^*(\vartheta) - i_n^*(\vartheta)] d\vartheta, \quad (4.17)$$

где $G_{\phi}^* = \omega C_{\phi} R_n$ — относительная проводимость фильтровой конденсаторной батареи.

В принятой системе относительных единиц коэффициент пульсаций

$$K_{пл}^* = \omega^2 L C K_{пл} = 0,5 X_L^* \cdot G_{\phi}^* (U_{н\sim \max}^* - U_{н\sim \min}^*). \quad (4.18)$$

Учитывая, что в установившемся режиме заряд, проходящий за период через C_d , равен нулю, т. е.

$$\int_{\alpha_2}^{\alpha_3} i_L^*(\vartheta) d\vartheta = \int_{\alpha_4}^{(\pi + \alpha_1)} i_L^*(\vartheta) d\vartheta,$$

при расчете токов и напряжений в качестве независимых величин можно принять углы α_2 , α_3 , α_4 (α_1 находится из последнего равенства) и напряжение $U_{C_d \min}^*$. Назовем данные величины параметрами управления. Каждому сочетанию X_L^* и G_d^* соответствует вполне определенное оптимальное сочетание параметров управления, при котором пульсации выходного напряжения минимальны. Поэтому задача сводится к решению уравнений (4.15) — (4.18) с одновременным поиском минимума функции $K_{пл}^* = f(\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, U_{C_d \min}^*)$. Предварительные исследования показывают, что данная функ-

ция в допустимой области изменения параметров управления является выпуклой и не имеет локальных экстремумов. В таких условиях среди методов решения экстремальных задач эффективными являются различные варианты метода прямого поиска [57]. Учитывая быструю сходимость при сравнительно простой алгоритмической реализации при расчете фильтра использован метод Хука-Дживса [58]. Результаты расчетов представлены на рис. 4.9 — 4.13. На рис. 4.9 показаны зависимости $K_{пл}^* = f(X_L^*, G_d^*)$. Видно, что относительный коэффициент пульсаций имеет минимум $K_{пл \min}^* = 0,0107$, которому соответствуют $X_L^* \simeq 1,61$; $G_d^* \simeq 1,65$. Интересно, что в данной точке произведение $X_L^* \cdot G_d^* = \omega^2 \cdot L_\phi C_d = (\omega/\omega_K)^2 \simeq 1$, т. е. собственная частота последовательного колебательного контура, образованного дросселем фильтра и дополнительным конденсатором, равна частоте питающей сети. При этом параметры управления имеют следующие значения: $\alpha_2 = 50^\circ$; $\alpha_3 = 107^\circ$; $\alpha_4 = 160^\circ$; $U_C \min^* = 0,29$.

Расчеты показывают, что во всей области X_L^*, G_d^* , ограниченной линиями критических режимов ($X_L^* > X_{Lкр}^*$; $G_d^* > G_{дкр}^*$), диапазон измерения оптимальных параметров управления не превышает 20% от указанных выше величин. Учитывая, что при сглаживании выпрямленного однофазного напряжения пассивным фильтром $K_{пл}^* \simeq 0,1685$ (см. § 2.1), можно констатировать, что в оптимальной точке рассматриваемое активное звено позволяет снизить $K_{пл}^*$ в 15,7 раза. Если поддержание оптимального сочетания параметров управления принципиально возможно с помощью следящей системы, то при изменении нагрузки меняются X_L^*, G_d^* и происходит неизбежное отклонение их величин от оптимальных. На рис. 4.10 показаны зависимости $K_{пл}^* = f(R_H/R_{H.ном})$. Данные графики построены для случая, когда при номинальной нагрузке как параметры управления, так и X_L^*, G_d^* (т. е. индуктивность дросселя L_ϕ и емкость конденсатора C_d) выбраны оптимальными. Видно, что несмотря на увеличение $K_{пл}^*$ при отклонениях R_H его абсолютное значение существенно меньше, чем для пассивного фильтра. Следует отметить, что влияние R_H в значительной мере определяется началь-

ным положением рабочей точки на рис. 4.9. Действительно, $X_L^* = \omega^2 L_{\phi} C_{\phi} / G_d^*$, т. е. отложенные на осях параметры связаны обратно пропорциональной зависимостью. Именно по такой кривой будет перемещаться рабочая точка при изменениях R_{II} . Форма данной кривой близка к форме «вогнутого» участка изолиний. Поэтому, выбирая для номинальной нагрузки сочетание X_L^* , G_d^* , соответствующее середине указанного участка, можно обеспечить более пологий ход характеристики по рис. 4.10. Так, например, в диапазонах $G_d^* = (1,5 \div 3)$,

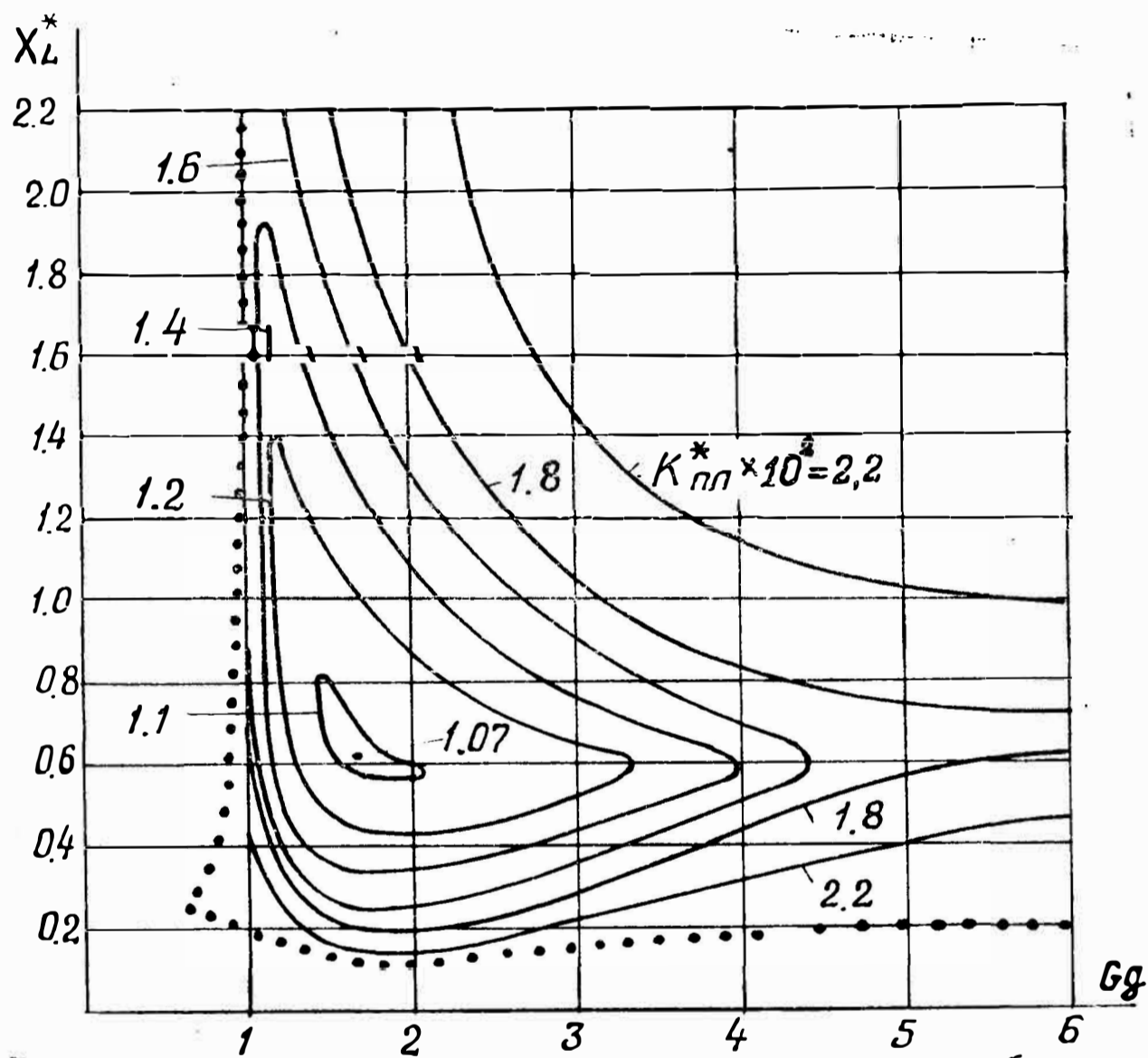


Рис. 4.9. Изолинии относительного коэффициента пульсаций $K_{пл}^*$ на плоскости параметров X_L^* G_d^*
(.....) — линия критического режима

$X_L^* = (1,26 \div 0,63)$ коэффициент пульсаций $K_{пл}^* \cong (1,2 \div 1,3) \cdot 10^{-2}$, т. е. изменяется менее чем на 10%. На рис. 4.11 показаны зависимости отношений коэффициентов расчетных мощностей дросселя и конденсатора пассивного фильтра и рассматриваемого активного. Отношения определены при условии, что коэффициенты запаса дросселей по индуктивности и коэффициенты

пульсаций выходного напряжения указанных фильтров одинаковы. Видно, что отношения значительно превышают единицу, а в области, соответствующей минимуму коэффициента пульсаций активного фильтра, расчетная мощность дросселя L_{ϕ} снижается более чем в 3 раза, а конденсатора C_{ϕ} более чем в 6 раз по сравнению с пассивным фильтром. Однако в схеме имеются дополнительный конденсатор, ключи, которые необходимо

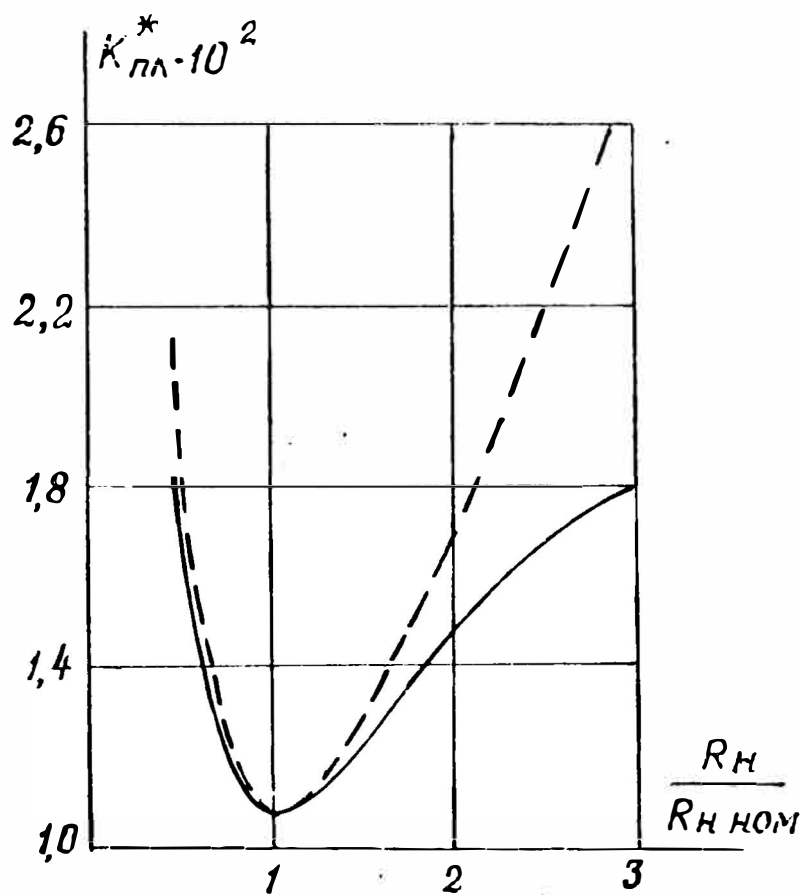


Рис. 4.10. Зависимости коэффициента пульсаций от сопротивления нагрузки (в относительных величинах) при фиксированных (— — —) и оптимальных (—) параметрах уравнения

учитывать. На рис. 4.12 показаны зависимости, характеризующие расчетную мощность дополнительного конденсатора. Видно, что $K_{сд.э} = \omega C_{д.э} \cdot U_{сд. ср}^2 / P_H$ слабо зависит от X_L^* и в основном определяется величиной $G_{д.э}^*$. Относительная величина энергии, запасаемой в дополнительном конденсаторе, падает при уменьшении любого из параметров: $G_{д.э}^*$, X_L^* , $K_{пл}$, т. е. при уменьшении емкости $C_{д.э}$, индуктивности L_{ϕ} и пульсаций выходного напряжения. Первое положение очевидно, а второе и третье обусловлены тем, что как с уменьшением индуктивности дросселя, так и с уменьшением допустимых пульсаций выходного напряжения увеличивается требуемая емкость конденсатора фильтра C_{ϕ} и, следовательно, его энергия. Если заданы пульсации выходного напряжения на уровне одного процента, то приведенные на рис. 4.12 цифры при сплошных изогнутых линиях соответствуют процентному отношению энергии $C_{д.э}$ к энергии $C_{\phi, пассив}$. Как видим, в основной рабочей области относи-

тельная величина энергии дополнительного конденсатора невелика. Естественно, что при больших $K_{пл}$ в рассматриваемом устройстве возможно превышение энергии S_d над энергией S_ϕ (учитывая существенное уменьшение емкости S_ϕ активного фильтра по сравнению с пассивным), причем возможно даже превалирование суммарной энергии конденсаторов S_d и S_ϕ над энергией фильтрового конденсатора пассивного фильтра. Однако это наблюдается при значениях $K_{пл}$, не прием-

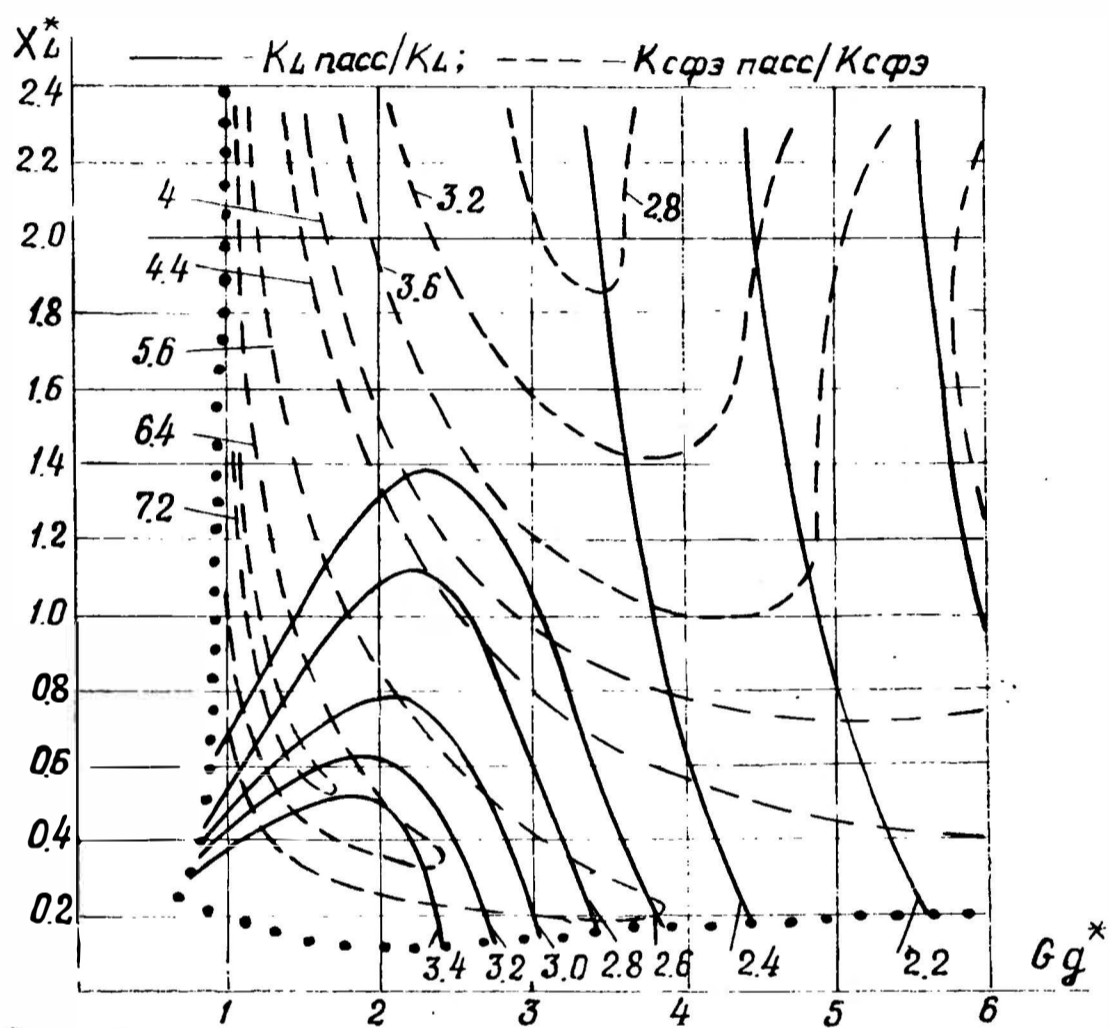


Рис. 4.11. Изолинии отношений коэффициентов расчетных мощностей сглаживающих дросселей (—) и фильтровых конденсаторов (— — —) пассивного и активного (по рис. 4.6) фильтров на плоскости параметров X_L^* , G_d^* . (.....) — линия критического режима

лемых для большинства потребителей и не допустимых для основных типов электролитических конденсаторов. Расчеты показывают, что коэффициент передачи фильтра $K_{U\phi л}$ близок к единице, а относительные величины действующего тока конденсатора S_d , а также действующих и средних токов диодов и ключей: $I_{C_{д.д}}^* = I_{C_{д.д}}/I_H = 0,77 \div 0,87$; $I_{V_{д}}^* \simeq I_{кл.д}^* = 0,75 \div 0,85$; $I_{V_{ср}}^* \simeq I_{K_{ср}}^* = 0,45 \div 0,52$. Полагая, что в качестве ключей

чей использованы транзисторы и пренебрегая вследствие низкой частоты их переключений динамической составляющей потерь, суммарные коэффициенты расчетной мощности коммутирующих приборов можно ориентировочно определить по выражениям [см. (1.6) — (1.10)]:

$$K_{к\lambda\psi} \simeq R_{в\text{ых}}^*; K_{V\psi} \simeq \Delta U_0 / U_H + R_{д.}^*$$

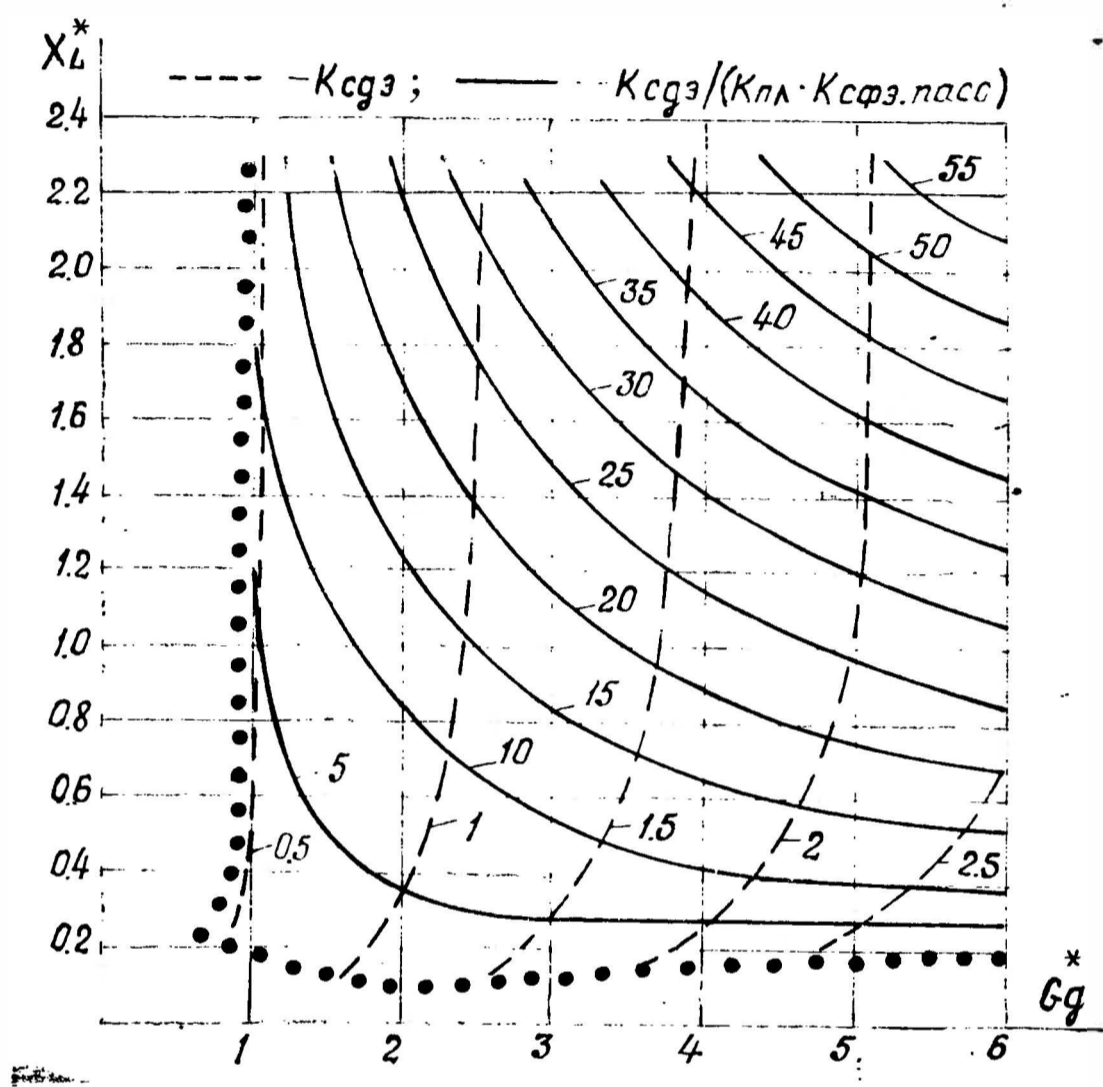


Рис. 4.12. Изолинии коэффициентов расчетной мощности дополнительного конденсатора $K_{сд.э}$ (— — —) и отношения $K_{сд.э} / (K_{сф.э.пасс} \cdot K_{пл})$ (—) на плоскости параметров X_L^* G_d^* ; (.....) — линия критического режима

Активное фильтрующее звено существенно влияет на форму тока дросселя и, следовательно, на коэффициент мощности χ выпрямителя с данным фильтром. Как обычно, при увеличении индуктивности дросселя χ растет, однако в анализируемом устройстве уже при $X_L^* > 0,3$ коэффициент мощности превышает 0,88. Напомним, что для выпрямителя с пассивным фильтром при $X_{L\text{кр}}^* = 0,331$ $\chi = 0,732$ (см. §2.1). Очевидно преимущество рассматриваемого устройства.

Уменьшенный уровень энергии, запасаемой в реактивных элементах, возможность активного управления

процессами ее передачи в нагрузку позволяют реализовать высокие динамические характеристики фильтра. Учитывая, что динамические свойства существенно зависят от системы управления ключами, их тщательный анализ выходит за рамки настоящей работы. Однако даже при предельно простом законе управления, когда углы α_1 , α_2 , α_3 и напряжение $U_{C \min}^*$ фиксированы, динамические свойства данного фильтра выше, чем пассивного. В качестве примера на рис. 4.13 показаны огибающие выходного напряжения $U_H^* = U_H / U_{H-уст}$ при включении однофазных преобразователей с пассивным и исследуемым активным фильтрами. Эти зависимости

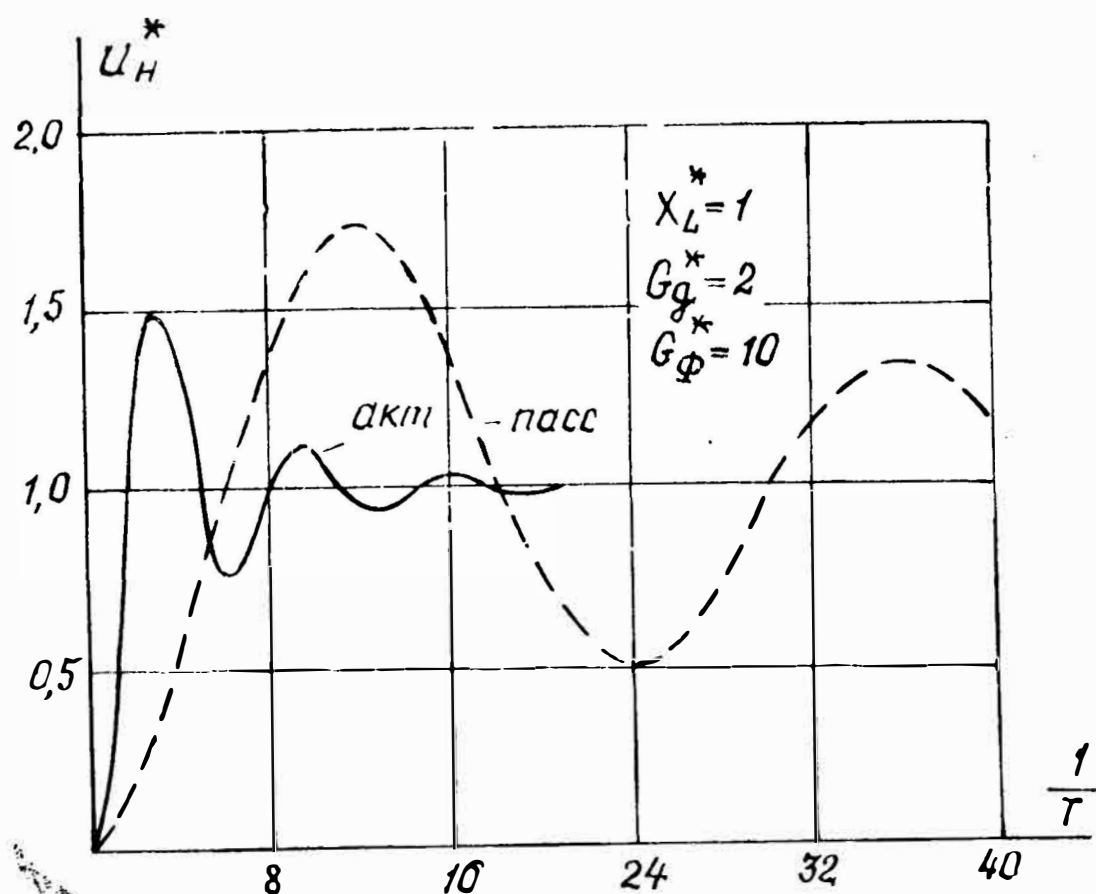


Рис. 4.13. Переходные характеристики активного и пассивного фильтров

рассчитаны при условии, что коэффициенты запаса дросселей по индуктивности и коэффициенты пульсаций выходного напряжения для обоих фильтров идентичны. Видно, что как время установления, так и амплитуда отклонения выходного напряжения меньше у активного фильтра. Таким образом, рассмотренный сглаживающий фильтр обладает рядом достоинств и может быть эффективно использован при повышенных требованиях, предъявляемых к массогабаритным показателям однофазных преобразователей переменного напряжения в постоянное.

§ 4.4. Сглаживающий фильтр с дополнительным активным звеном индуктивного типа

В основу работы фильтра с активным звеном индуктивного типа (см. рис. 4.7) положен принцип компенсации переменной составляющей тока дросселя LC -фильтра током i_a активного звена, включенного параллельно C_ϕ и содержащего дополнительный дроссель L_d и коммутирующие приборы [55, 59]. Эквивалентные схемы фильтра, а также временные диаграммы токов и напряжений показаны на рис. 4.14. На интервале $\alpha_1 \leq \vartheta \leq \alpha_2$, когда $i_{L\phi} < I_0$, ключи K_1, K_2 разомкнуты, ток дополнительного дросселя i_{Ld} протекает через диоды V_1, V_2 и $C_\phi \parallel R_H$, складываясь с током $i_{L\phi}$ (см. рис. 4.14, а). Напряжение на дополнительном дросселе равно выходному с обозначенной на рисунке полярностью, а его ток уменьшается, т. е. дроссель отдает накопленную в нем энергию. При $\alpha_3 \leq \vartheta \leq \alpha_4$ замкнуты оба ключа K_1, K_2 (см. рис. 4.14, в), диоды V_1, V_2 заперты выходным напряжением, ток i_{Ld} растет, вычитаясь из входного. На интервалах $\alpha_2 \leq \vartheta \leq \alpha_3; \alpha_4 \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha_1)$ замкнут один из ключей (K_2 на первом интервале и K_1 на втором) и смежный с ним диод, дроссель L_d замкнут и отключен от входной и выходной цепей (см. рис. 4.14, б, г).

При анализе будем использовать прежние допущения и, в частности, при определении токов дросселей пренебрежем пульсациями выходного напряжения. Тогда активное звено не влияет на ток основного дросселя, который с использованием (2.2), (2.19) можно записать в виде

$$i_{L\phi}^* = \frac{i_{L\phi}}{I_H} = 1 + \frac{1}{X_{L\phi}^*} \left[\frac{\pi}{2} (1 - \cos \vartheta) - \vartheta \right]. \quad (4.19)$$

Относительная величина тока дополнительного дросселя

$$i_{Ld}^* = \frac{i_{Ld}}{I_H} = \begin{cases} i_{Ld\min}^* + \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{X_{Ld}^*}, & 0 \leq \vartheta \leq \alpha_1; \alpha_4 \leq \vartheta \leq \pi; \\ i_{Ld\min}^* + \frac{\alpha_2 - \vartheta}{X_{Ld}^*}, & \alpha_1 \leq \vartheta \leq \alpha_2; \\ i_{Ld\min}^*, & \alpha_2 \leq \vartheta \leq \alpha_3; \\ i_{Ld\min}^* + \frac{\vartheta - \alpha_3}{X_{Ld}^*}, & \alpha_3 \leq \vartheta \leq \alpha_4. \end{cases} \quad (4.20)$$

Здесь $X_{Lд}^* = \omega L_{д}/R_{н}$ — относительное сопротивление дополнительного дросселя.

Введем понятие критической индуктивности дополнительного дросселя $L_{д-кр}$, соответствующей границе режимов непрерывного и прерывистого тока $i_{Lд}$. Относительные сопротивления основного и дополнительного дросселей:

$$X_{Lф}^* = B_{ф} \cdot X_{Lф,кр}^*; \quad X_{Lд}^* = B_{д} \cdot X_{Lд,кр}^*,$$

где $B_{ф}$, $B_{д}$ — соответствующие коэффициенты запаса.

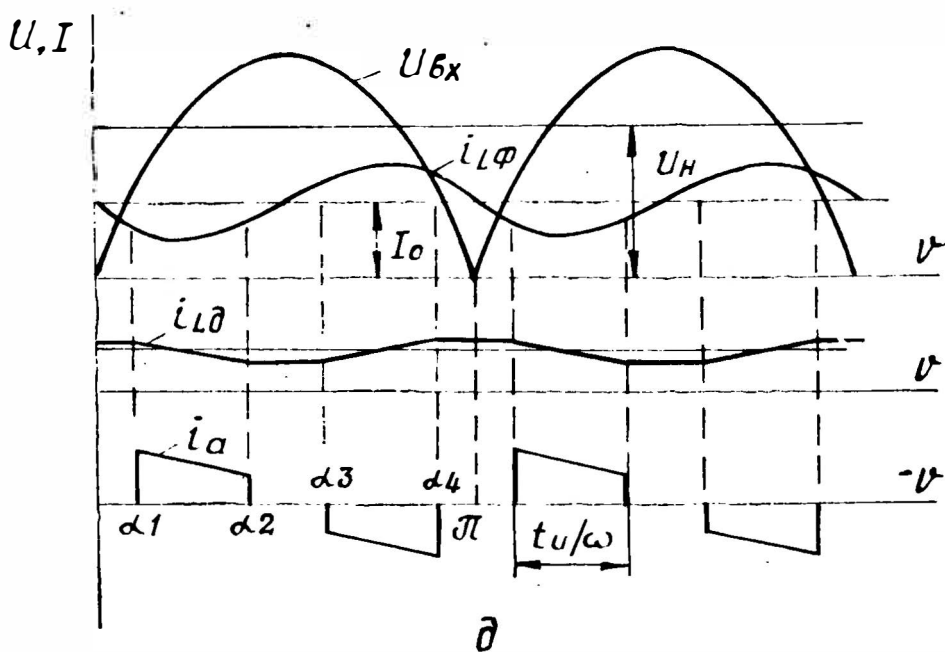
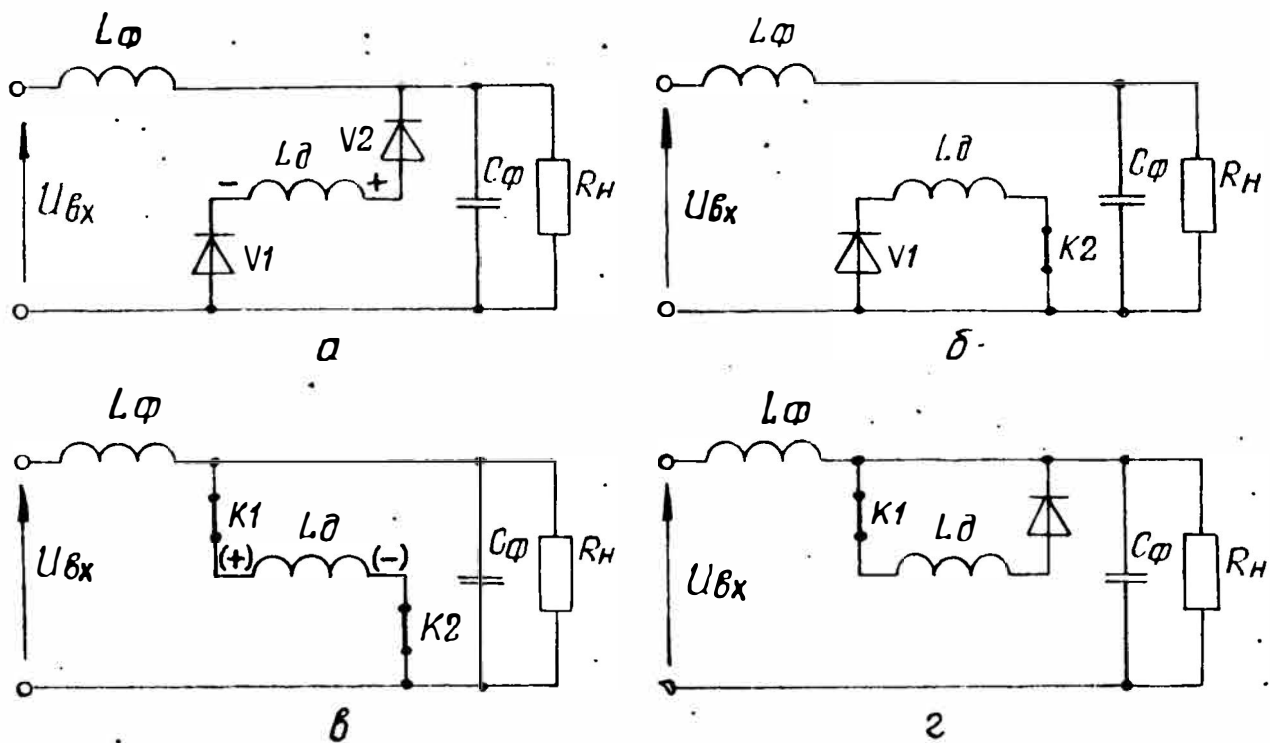


Рис. 4.14. Временные диаграммы — д и эквивалентные схемы активного фильтра по рис. 4.7 на интервалах: $\alpha_1 \leq \vartheta \leq \alpha_2 - a$; $\alpha_2 \leq \vartheta \leq \alpha_3 - б$; $\alpha_3 \leq \vartheta \leq \alpha_4 - в$; $\alpha_4 \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha_1) - г$

Уровень тока $i_{Lд}$ задается тем, что длительность интервала $\Delta\alpha_{нак} = \alpha_4 - \alpha_3$, на котором дроссель накапливает энергию, устанавливается несколько больше по

сравнению с интервалом $\Delta\alpha_{отд} = \alpha_2 - \alpha_1$, на котором энергия дросселя отдается. В установившемся режиме выполняется равенство

$$W_{\Pi} = \frac{1}{\omega} \left[\int_{\alpha_3}^{\alpha_4} U_{\Pi} \cdot i_{Lд} d\vartheta - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} U_{\Pi} \cdot i_{Lд} d\vartheta \right],$$

где W_{Π} — потери энергии в активном звене за полупериод входного напряжения.

Через конденсатор C_{ϕ} замыкается разность между суммарным током дросселя L_{ϕ} , активного звена и током нагрузки, т. е. в относительных величинах

$$i_c^* = i_{L\phi}^* + i_a - 1.$$

С учетом (4.19), (4.20) данное равенство можно записать в виде

$$i_c^* = F_{ic} / X_{L\phi}^*,$$

где

$$F_{ic} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} (1 - \cos \vartheta) - \vartheta, & 0 \leq \vartheta \leq \alpha_1; \alpha_2 \leq \vartheta \leq \alpha_3; \alpha_4 \leq \vartheta \leq \pi; \\ \frac{\pi}{2} (1 - \cos \vartheta) - \vartheta + X_{L\phi}^* \cdot i_{Lд\min}^* + \frac{X_{L\phi}^*}{X_{Lд}^*} (\alpha_2 - \vartheta), & \alpha_1 \leq \vartheta \leq \alpha_2; \\ \frac{\pi}{2} (1 - \cos \vartheta) - \vartheta - X_{L\phi}^* \cdot i_{Lд\min}^* - \frac{X_{L\phi}^*}{X_{Lд}^*} (\vartheta - \alpha_3), & \alpha_3 \leq \vartheta \leq \alpha_4. \end{cases} \quad (4.21)$$

Относительный коэффициент пульсаций выходного напряжения

$$\begin{aligned} K_{пл}^* &= \omega^2 L_{\phi} C_{\phi} \cdot K_{пл} = \\ &= \frac{1}{2} \left[\left(\int_0^{\vartheta} F_{ic} \cdot d\vartheta \right)_{\max} - \left(\int_0^{\vartheta} F_{ic} \cdot d\vartheta \right)_{\min} \right]. \end{aligned} \quad (4.22)$$

При заданных значениях $X_{L\phi}^*$, $X_{Lд}^*$ пульсации выходного напряжения зависят от углов коммутации ключей и уровня тока $i_{Lд\min}^*$. Однако два угла можно сделать зависимыми. Дело в том, что переменная составляющая тока $i_{L\phi}$ описывается нечетной функцией относительно угла

$\vartheta = \pi/2$. Поэтому для эффективной компенсации данной составляющей ток активного звена i_a также должен описываться нечетной функцией относительно указанного угла. Если принять α_1 и α_2 в качестве независимых переменных, то α_3 и α_4 можно определить из равенств:

$$\alpha_3 = \pi - \alpha_2; \quad \alpha_4 = \pi - \alpha_1.$$

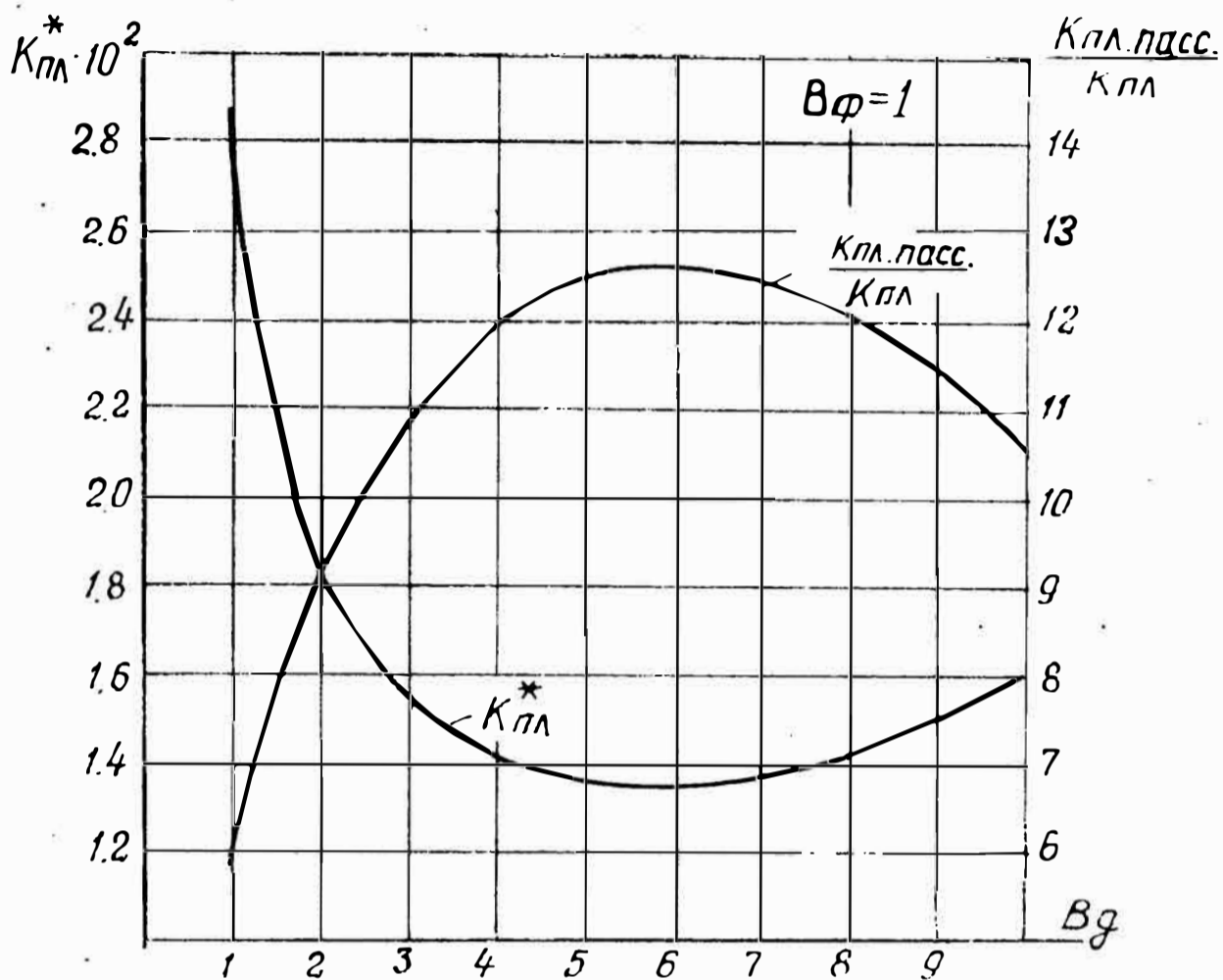


Рис. 4.15. Зависимости относительного коэффициента пульсаций выходного напряжения $K_{пл}^*$ активного фильтра по рис. 4.7, а также отношения коэффициентов пульсаций пассивного и указанного активного фильтра от коэффициента запаса B_d дополнительного дросселя

Тогда расчет относительных параметров управления сводится к определению минимума функции $K_{пл}^* = f(\alpha_1, \alpha_2, i_{Ld\min})$. Данная функция имеет единственный явно выраженный экстремум и для его определения был использован, как и при расчете фильтра с дополнительным емкостным звеном (см. § 4.3), метод прямого поиска. Результаты расчетов показаны на рис. 4.15—4.18. Величина относительного сопротивления дополнительного дросселя в критическом режиме составила $X_{Ldкр}^* = 0,642$, что превышает аналогичный параметр основного дросселя ($X_{Lфкр}^* \simeq 0,331$). Как следует из графика по

рис. 4.15, зависимость $K_{пл}^* = f(B_d)$ имеет достаточно пологий минимум, находящийся при $B_d = (5 \div 6)$. Минимальное значение $K_{пл \min}^* = 0,0134$. На этом же рисунке показан график отношения $K_{пл.пасс}/K_{пл}$. Фактически это отношение определяет коэффициент сглаживания дополнительного активного звена. Максимум этого коэффициента достигает 12,6, что свидетельствует о достаточно высоких фильтрующих свойствах рассматриваемого

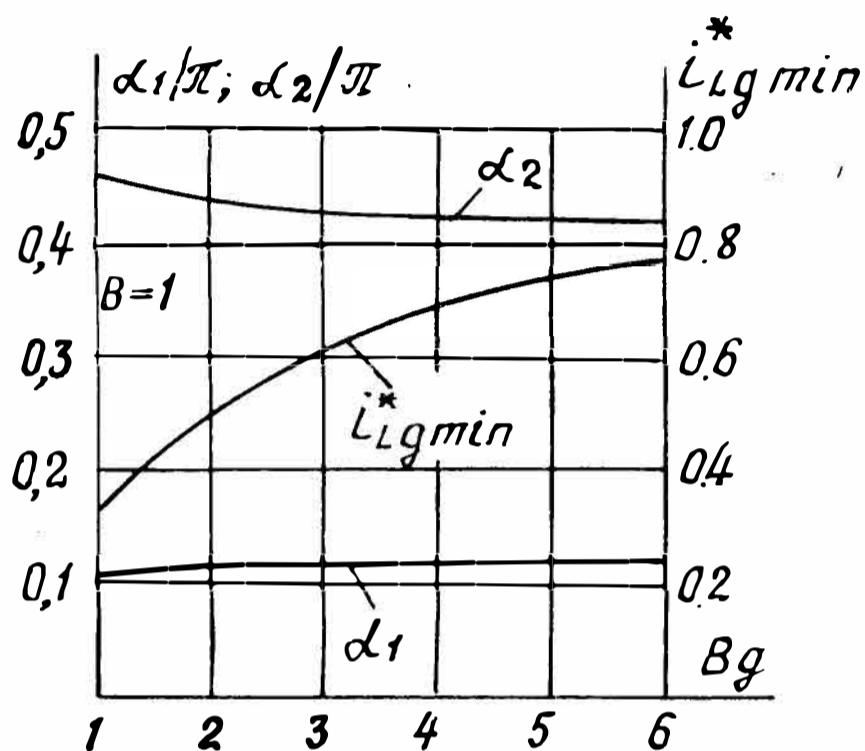


Рис. 4.16. Зависимости оптимальных углов коммутации ключей α_1 , α_2 и относительно-го тока дополнительного дросселя i_{Ld}^* от коэффициента запаса B_d его по индуктивности

устройства. Из рис. 4.16 видно, что оптимальные углы коммутации ключей слабо зависят от коэффициента запаса дополнительного дросселя и составляют: $\alpha_1 \simeq \simeq 0,12 \pi$; $\alpha_2 \simeq 0,43 \pi$. Величина оптимального тока $i_{Ld \min}$ растет с увеличением B_d . Описанные графики построены для критического режима работы основного дросселя, т. е. для $B_{\phi} = 1$. Коэффициент пульсаций $K_{пл}^*$ и оптимальные углы слабо зависят от B_{ϕ} , т. к. данный параметр на форму переменной составляющей входного тока влияния не оказывает (при допущении, что $U_{сф} \sim \ll \ll U_{вх} \sim$). Амплитуда же $i_{L\phi} \sim$ обратно пропорциональна B_{ϕ} . Поэтому при $B_{\phi} > 1$ оптимальная величина $i_{Ld \min}$ (см. рис. 4.16) и, следовательно, токи всех элементов активного звена уменьшаются в B_{ϕ} раз. Коэф-

коэффициент расчетной мощности дополнительного дросселя $K_{Lд}$ с увеличением B_d возрастает по закону, близкому к линейному (см. рис. 4.17). Его минимальное значение $K_{Lдmin} = 1,23/B_\phi$. На рис. 4.18 показаны графики зависимости $K_{L\Sigma}/K_{L\phi} = f(B_\phi, B_d)$, где $K_{L\Sigma} = K_{L\phi} + K_{Lд}$ — суммарный коэффициент расчетной мощности дросселей. Видно, что отношение $K_{L\Sigma}/K_{L\phi}$ резко возрастает при малых коэффициентах запаса основного дросселя, т. е. при малых B_ϕ вклад дополнительного дросселя существен.

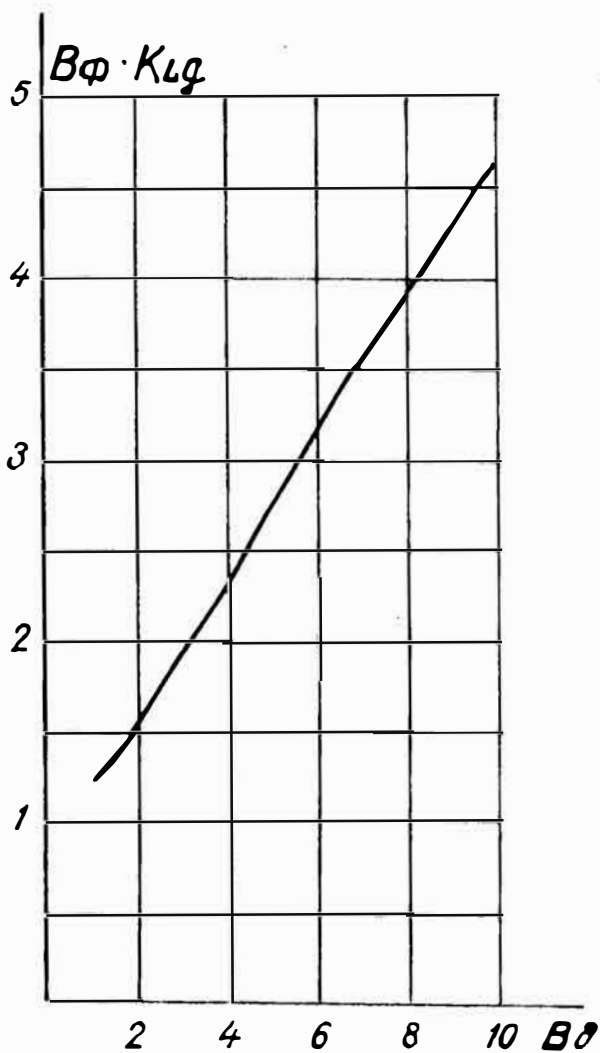


Рис. 4.17. Зависимость коэффициента расчетной мощности дополнительного дросселя от коэффициента запаса по индуктивности

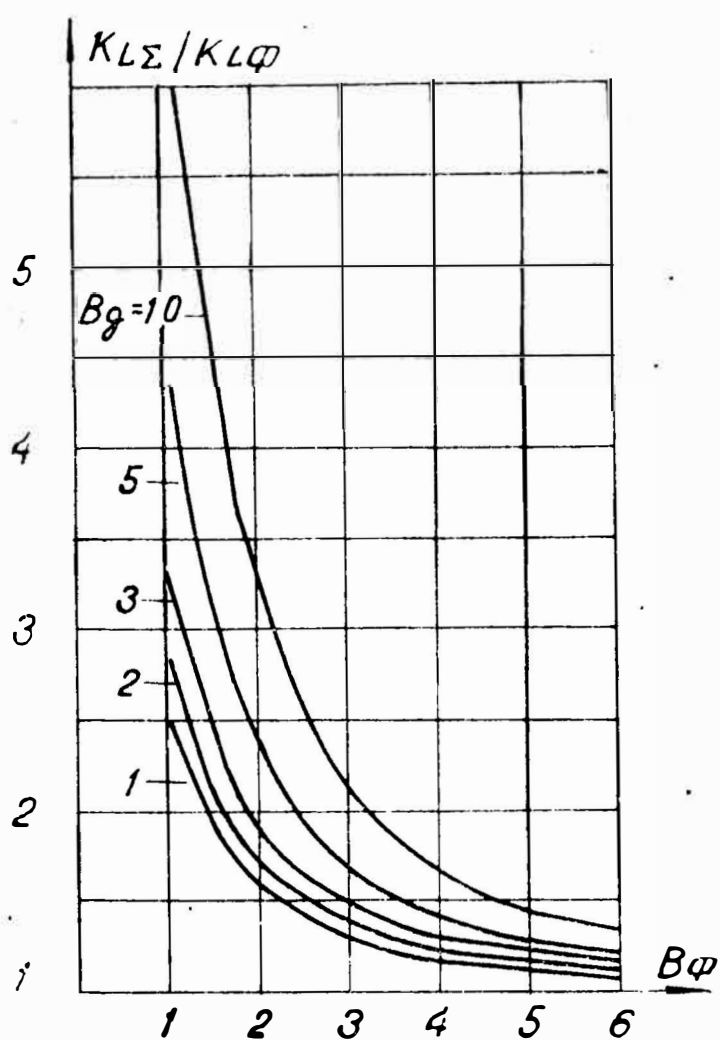


Рис. 4.18. Зависимости отношения суммарного коэффициента расчетной мощности дросселей $K_{L\Sigma}$ к коэффициенту расчетной мощности основного дросселя $K_{L\phi}$ от коэффициентов запаса B_ϕ, B_d

Если $B_\phi > 3$, а $B_d \simeq 5$, то включение рассматриваемого активного звена приводит к увеличению расчетной мощности электромагнитных элементов фильтра не более чем на 70%, а дополнительное сглаживание максимально ($K_{сг.д} > 12$) (см. рис. 4.15). Ключи и диоды анализируемого устройства при фиксированных фазах коммутации ключей по току нагружены неравномерно. Это объясняется разным уровнем тока, протекающего через

ключ и диод на соседних интервалах «закороченного» состояния дросселя ($i_{L\text{дmin}}$ при $\alpha_2 \leq \vartheta \leq \alpha_3$ и $i_{L\text{дmax}}$ при $\alpha_4 \leq \vartheta \leq \pi + \alpha_1$). Для выравнивания токовой нагрузки нужно на каждом из полупериодов попеременно изменять длительность замкнутого состояния ключей. Например, при $\alpha_2 \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha_1)$ поддерживать замкнутым K_2 , включая K_1 лишь при $\alpha_3 \leq \vartheta \leq \alpha_4$, а на следующем полупериоде включать K_1 при $(\pi + \alpha_2) \leq \vartheta \leq (2\pi + \alpha_1)$, замыкая K_2 только при $(\pi + \alpha_3) \leq \vartheta \leq (\pi + \alpha_4)$ и т. д. Средняя длительность протекания тока через диод и ключ активного звена на каждом из полупериодов входного напряжения составляет $\pi/2$. Используя (1.6), (1.10), а также учитывая, что $i_{L\text{д ср}}^* = 0,8/B_\Phi$ (см. рис. 4.16), получим следующие выражения для коэффициентов расчетных мощностей коммутирующих приборов (предполагается, что ключи — транзисторы):

$$K_{V\Sigma} = \frac{0,8}{B_\Phi} \left(\frac{\Delta U_0}{U_{\text{н}}} + R_{\text{д}}^* \frac{0,8}{B_\Phi} \right); \quad K_{\text{кл}\Sigma} = 0,64 \frac{R_{\text{вых}}^*}{B_\Phi^2}.$$

К ключам K_1, K_2 в прямом, а к диодам V_1, V_2 — в обратном направлениях прикладывается напряжение нагрузки, которое они должны выдерживать без пробоя. Так как рассматриваемое активное звено не влияет на форму входного тока, то коэффициент мощности выпрямителя с данным фильтром не отличается от аналогичного параметра выпрямителя с пассивным фильтром при равных коэффициентах запаса B_Φ .

В результате проведенного анализа можно отметить, что подключение к LC -фильтру активного звена индуктивного типа позволяет существенно уменьшить пульсации выходного напряжения или уменьшить емкость конденсатора при сохранении прежних пульсаций. Однако это сопровождается ростом суммарной расчетной мощности дросселей, причем этот рост тем больше, чем меньше запас по индуктивности основного дросселя. Поэтому рассмотренное устройство может оказаться предпочтительным среди других фильтров, если основной дроссель работает с малыми пульсациями тока, а габариты конденсаторной батареи тем не менее неудовлетворительны.

§ 4.5. Сглаживающий фильтр с управляемым энергообменом основного дросселя

Схемы LC -фильтра, содержащего дроссель с отводом средней точки и два противофазно замыкающихся ключа, а также временные диаграммы показаны на рис. 4.19. На интервале $\vartheta_1 \leq \vartheta \leq \vartheta_2$, когда магнитный поток дросселя Φ меньше его постоянной составляющей Φ_0 , ключ K_1 замкнут, а K_2 разомкнут (см. рис. 4.19, б, з). Ток дросселя протекает через витки W_1 . При $\vartheta_2 \leq \vartheta \leq (\pi + \vartheta_1)$ замкнут K_2 (K_1 разомкнут), и ток дросселя течет по полной обмотке W_Σ (см. рис. 4.19, в). В силу непрерывности магнитного потока при коммутации ключей ток i_{W_1} изменяется в $n = W_\Sigma / W_1$ раз, где W_Σ , W_1 — число витков всей обмотки дросселя и ее части. Переменная составляющая i_{W_1} , выделенная на рис. 4.19, б штриховкой, замыкается через конденсатор C . Видно, что эта составляющая имеет утроенную частоту по сравнению с переменной составляющей магнитного потока Φ . При рациональном выборе углов коммутации ϑ_1 , ϑ_2 и коэффициента трансформации n приращения заряда фильтрового конденсатора и, следовательно, пульсации входного напряжения можно значительно уменьшить по сравнению с пассивным фильтром, в котором ток дросселя и его поток имеют идентичную форму. Воспользуемся прежними обозначениями и допущениями, дополнительно считая, что индуктивность рассеивания дросселя пренебрежимо мала и токи из одной обмотки в другую переходят мгновенно. Тогда ток обмотки W_1 дросселя и переменная составляющая выходного напряжения описываются следующими уравнениями:

$$i_{W_1}^* = \begin{cases} i_{W_1 \max}^*(\vartheta_1) + \frac{1}{X_{L1}^*} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta} (U_{\text{BX}}^* - 1) d\vartheta, & \vartheta_1 \leq \vartheta \leq \vartheta_2; \\ i_{W_1 \min}^*(\vartheta_2) + \frac{1}{n^2 \cdot X_{L1}^*} \int_{\vartheta_2}^{\vartheta} (U_{\text{BX}}^* - 1) d\vartheta, & \vartheta_2 \leq \vartheta \leq (\pi + \vartheta_1); \end{cases} \quad (4.23)$$

$$U_{\text{H}\sim}^* = \frac{1}{\omega R_{\text{H}} C} \int_0^{\vartheta} (i_{W_1}^* - 1) d\vartheta. \quad (4.24)$$

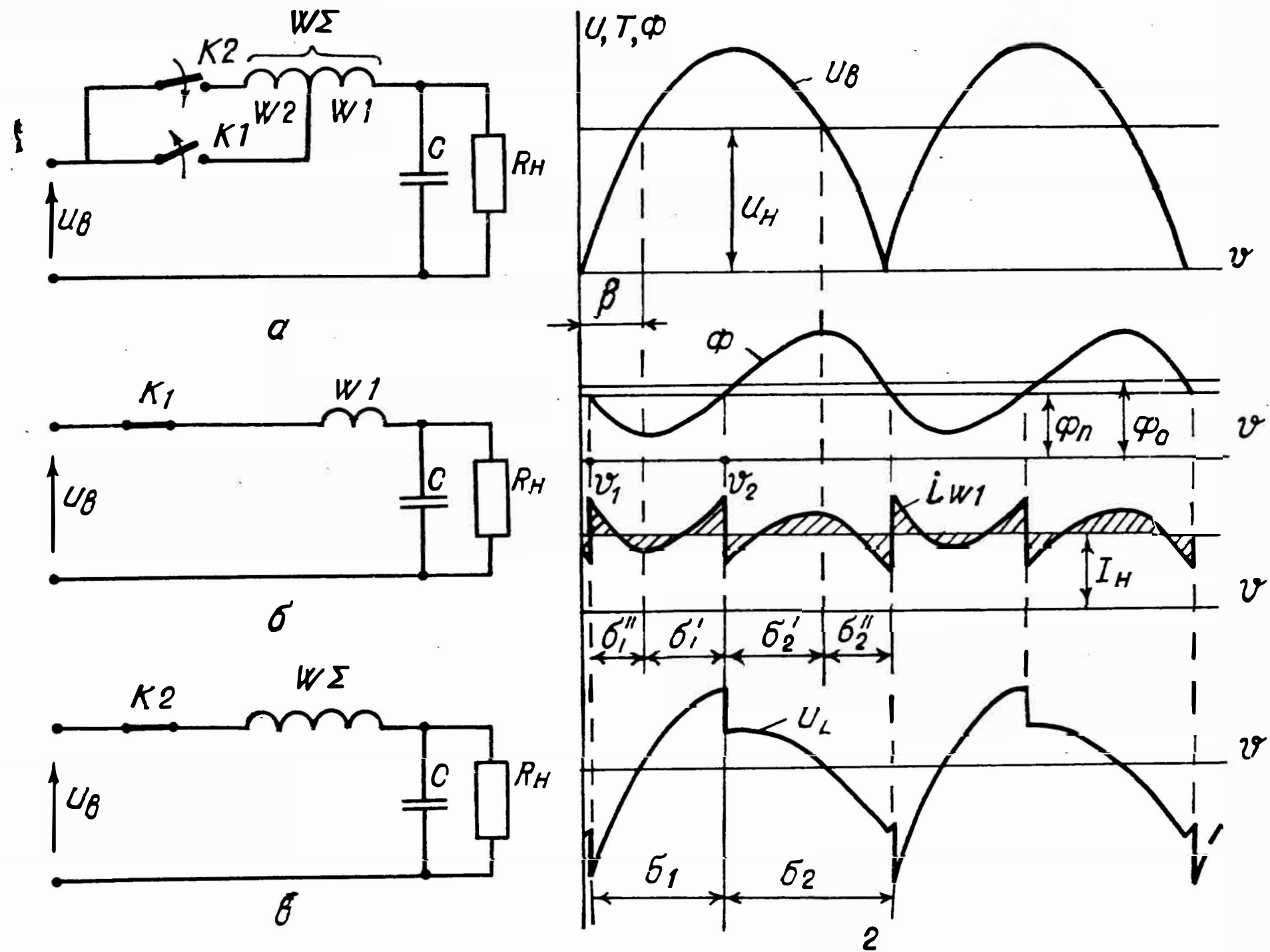


Рис. 4.19. Схема фильтра с коммутируемыми витками сглаживающего дросселя (а), временные диаграммы (б) и эквивалентные схемы для интервала δ_1 (б) и интервала δ_2 (в)

Здесь $X_{L1}^* = \omega L_1 / R_{II}$, L_1 — индуктивность дросселя по обмотке W_1 .

В моменты коммутации максимальная и минимальная величины тока i_{W1} связаны коэффициентом n , а среднее за полупериод значение данного тока равно току нагрузки, т. е.

$$i_{W1\max}^*(\vartheta_1, \vartheta_2) = n \cdot i_{W1\min}^*(\vartheta_1, \vartheta_2); \quad \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{W1}^* d\vartheta = 1. \quad (4.25)$$

Как видно из уравнений (4.23), форма тока конденсатора и, следовательно, относительный коэффициент пульсаций выходного напряжения $K_{пл}^* = \omega^2 L_1 C \cdot K_{пл}$ зависят от углов ϑ_1 , ϑ_2 и коэффициента трансформации n , т. е. от трех независимых параметров. Число этих параметров можно уменьшить, если потребовать, чтобы коэффициент передачи $K_{U\phi л}$ исследуемого фильтра был равен единице. При этом среднее напряжение, прикладываемое к дросселю фильтра на интервале $\vartheta_2 \leq \vartheta \leq \vartheta_1$ равно нулю, т. е.

$$-\int_{\vartheta_1}^{\beta} (U_m^* \cdot \sin \vartheta - 1) d\vartheta = \int_{\beta}^{\vartheta_2} (U_m^* \cdot \sin \vartheta - 1) \cdot d\vartheta, \quad (4.26)$$

где $\beta = \arcsin(1/U_m^*)$ — угол равенства входного и выходного напряжения (см. рис. 4.19, z).

Обозначим отношение длительностей замкнутого состояния ключей $\delta_1/\delta_2 = K_{\delta}$. Из (4.26) с учетом равенства $U_m^* = \pi/2$; $\delta_1 + \delta_2 = \pi$ получим следующие уравнения для углов коммутации:

$$\vartheta_1 = R - \frac{\pi}{2} \cdot \frac{K_{\delta}}{1 + K_{\delta}}; \quad \vartheta_2 = R + \frac{\pi}{2} \frac{K_{\delta}}{1 + K_{\delta}}, \quad (4.27)$$

где

$$R = \arcsin \left[\frac{K_{\delta}/(1 + K_{\delta})}{\sin [\pi K_{\delta}/2 (1 + K_{\delta})]} \right].$$

Таким образом, оба угла коммутации однозначно определяются коэффициентом K_{δ} , поэтому $K_{пл}^* = f(n, K_{\delta})$. Для расчета $K_{пл\min}^*$ использовались приведенные выше уравнения и методика, описанная в § 4.3. В результате расчетов определено, что относительное индуктивное сопротивление дросселя по обмотке W_1 в кри-

тическом режиме составляет $X_{L1 \text{ кр}}^* \simeq 0,106$. На рис. 4.20 показаны зависимости $K_{\text{пл}}^*$, n , $K_{\text{сэ.пасс}}/K_{\text{сэ}} = f(B')$, где n — оптимальный коэффициент трансформации; $K_{\text{сэ.пасс}}$, $K_{\text{сэ}}$ — коэффициенты расчетной мощности конденсаторов пассивного и активного фильтров при одинаковых пульсациях выходного напряжения; B' — коэффициент запаса, определяемый отношением переменной и постоянной составляющих потока дросселя, т. е. $B' = \Delta\Phi/2\Phi_0$.

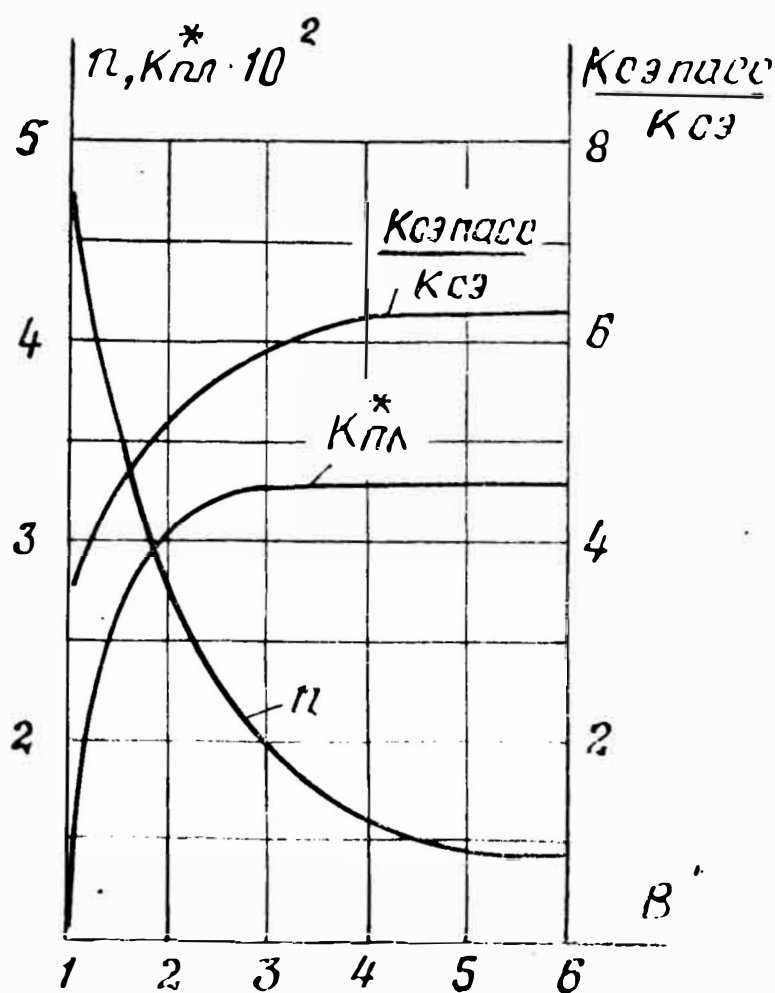


Рис. 4.20. Зависимости параметров фильтра по рис. 4.19 от коэффициента запаса сглаживающего дросселя B'

Видно, что при $B' > 2$ коэффициент $K_{\text{пл}}^*$ слабо зависит от B' и составляет $K_{\text{пл}}^* \simeq 0,0325$, а при $B' < 2$ снижается до величины $K_{\text{пл}}^* \simeq 0,013$. Отметим, что при принятом условии (4.26) ключи коммутируются при фиксированном уровне потока $\Phi_{\text{п}}$ (см. рис. 4.19). Расчеты показывают, что значение $\Phi_{\text{п}}$, соответствующее оптимальным углам коммутации при $B' > 2$, практически совпадает со средним уровнем потока Φ_0 , а при $B' < 2$ отличается от Φ_0 не более чем на 5%. Поэтому углы коммутации можно синхронизировать «нулем» переменной составляющей потока, что легко реализуется на практике [56]. Из графика зависимости $K_{\text{сэ.пасс}}/K_{\text{сэ}} = f(B')$ (см. рис. 4.20) следует, что управление потоком энергии сглаживающего дросселя, даже путем однократной за полупериод коммутации витков его обмотки, приводит к снижению коэффициента расчетной мощности кон-

денсатора фильтра в $3,5 \div 6,2$ раза. При этом расчетная мощность дросселя увеличивается не более чем на 20%, причем процентное увеличение падает с ростом B' . Следует отметить, что данное положение наблюдается лишь при оптимальном сочетании параметров. Если реализация оптимальных углов коммутации не вызывает затруднений, то сложнее обстоит дело с оптимальным соотношением витков, существенно зависящим от коэффициента запаса B' и, следовательно, сопротивления нагрузки (см. рис. 4.20). На рис. 4.21 в качестве примера показана зависимость $K_{пл}^* = f(R_{н})$. Видно, что при

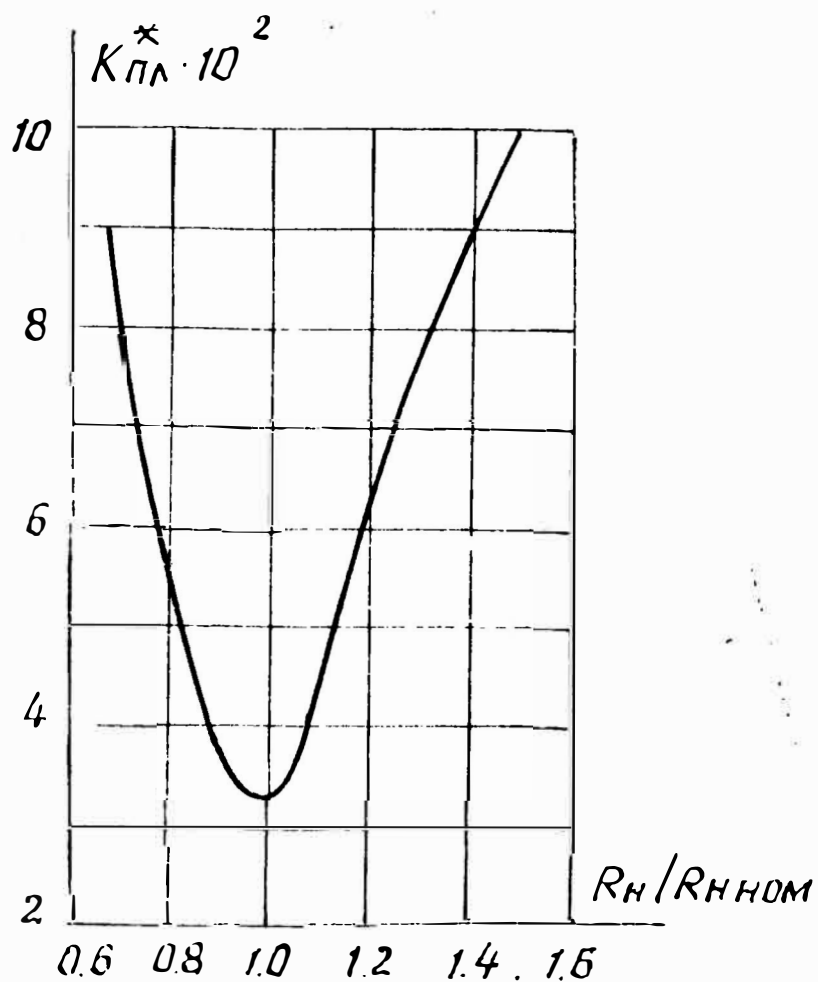


Рис. 4.21. Зависимость относительного коэффициента пульсаций $K_{пл}^*$ выходного напряжения от сопротивления нагрузки $R_{н}$ для фильтра по рис. 4.19

отклонениях от $R_{н.ном.}$ как в большую, так и в меньшую сторону пульсации резко возрастают и эффективность фильтра падает. Объясняется это тем, что в анализируемой схеме фильтра не хватает еще одной «степени свободы», а именно возможности регулировки скачка тока в моменты коммутации ключей. Данный недостаток можно устранить, если использовать ряд ключей и выводов обмотки дросселя, управляя определенными группами ключей в соответствующих зонах тока нагрузки. Рассмотренную схему фильтра с двумя ключами (см. рис. 4.19, а) предпочтительно применять для фиксированных нагрузок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1956. Ч. 3. — 528 с.
2. Полупроводниковые выпрямители /Под ред. Ф. И. Ковалева и Р. П. Мостковой. — М.: Энергия, 1978. — 448 с.
3. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. — М.: Энергия, 1978. — 319 с.
4. Зиновьев Г. С. Критерии эффективности энергопроцессов в вентильных преобразователях. Препринт ИЭД АН УССР. — Киев, 1983. — 31 с.
5. Тамкиви П. И. О развитии проблем и работ в области электромагнитной совместимости//Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей. — Таллин, 1982. — С. 2—4.
6. Лобанова Г. П., Пакидов А. П., Широков В. Л. Сравнительные характеристики электромагнитных элементов транзисторных конверторов//Техническая электродинамика, 1983. — № 2. — С. 22—29.
7. Моин В. С., Лаптсв Н. Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергия, 1972. — 512 с.
8. Источники вторичного электропитания/С. С. Букреев, В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович и др.; Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983. — 280 с.
9. Лабунцов В. В., Тугов Н. М. Динамические режимы эксплуатации мощных тиристорov. — М.: Энергия, 1977. — 185 с.
10. Справочник по преобразовательной технике/Под ред. И. М. Чиженко. — Киев, 1978. — 447 с.
11. Коссов О. А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. — М.: Энергия, 1971. — 431 с.
12. Ромаш Э. М., Васильева Н. К., Вересов Г. П. Коммутация полупроводниковых приборов в импульсных регуляторах напряжения//Полупроводниковые приборы и их применение. — М.: Советское радио, 1973. — С. 142—149.
13. Глазенко Г. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. — Л.: Энергия, 1973. — 304 с.
14. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. — Л.: Энергия, 1969. — 591 с.
15. Булатов О. Г., Одынь С. В. Вентильные преобразователи на базе полностью управляемых тиристорov. — М., 1979. — 112 с.

16. Кобзев А. В. Многозонная импульсная модуляция. — Новосибирск: Наука, 1979. — 304 с.
17. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием/А. В. Кобзев, Ю. М. Лебедев, Г. Я. Михальченко и др. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 152 с.
18. А. с. 744872 (СССР). Выпрямитель/Б. А. Багинский, Е. В. Ярославцев. — Оpubл. в Б. И., 1980, № 24.
19. А. с. 669340 (СССР). Стабилизатор выпрямленного напряжения/Б. А. Багинский, Е. В. Ярославцев. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 23.
20. А. с. 936293 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в повышенное постоянное/Багинский Б. А., Штейн М. М., Щербинин С. И. — Оpubл. в Б. И., 1982, № 22.
21. А. с. 1150717 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в регулируемое постоянное/Багинский Б. А. — Оpubл. в Б. И., 1985, № 14.
22. А. с. 1179498 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в постоянное /Багинский Б. А., Трубников М. Л., Ярославцев Е. В. — Оpubл. в Б. И., 1985, № 34.
23. А. с. 1203669 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в постоянное/Багинский Б. А., Трубников М. Л. — Оpubл. в Б. И., 1986, № 1.
24. А. с. 1091283 (СССР). Способ регулирования выходного напряжения преобразователей постоянного напряжения в постоянное/Багинский Б. А. — Оpubл. в Б. И., 1984, № 17.
25. А. с. 1091284 (СССР). Преобразователь постоянного напряжения в постоянное/Багинский Б. А. — Оpubл. в Б. И., 1984, № 17.
26. Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. — М.: Высшая школа, 1974. — 430 с.
27. Бирзникс Л. В. Импульсные преобразователи постоянного тока. — М.: Энергия, 1974. — 256 с.
28. Иванов-Цыганов А. И. Электротехнические устройства радиосистем. — М.: Высшая школа, 1979. — 304 с.
29. Багинский Б. А., Трубников М. Л. Анализ однофазных преобразователей переменного напряжения в регулируемое постоянное//Электротехника, 1988, № 2. — С. 63—66.
30. Шувалев Ю. Н. Новые схемы многофазных выпрямителей// Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1975. — Вып. 1. — С. 79—90.
31. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я. Тиристорные и магнитные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1968. — 109 с.
32. Русаков Е. В. Управляемые тиристорные выпрямители с несимметричными схемами. — Саранск: Мордовское книжное издательство, 1973. — 168 с.
33. Багинский Б. А., Ярославцев Е. В. Методика расчета однофазного выпрямителя с вентильно-индуктивным формированием входного тока//Электричество, 1987. — № 3. — С. 38—43.
34. Багинский Б. А., Трубников В. М. Бестрансформаторный преобразователь переменного напряжения в повышенное постоянное//Электромеханика, 1988, № 1. — С. 63—68.
35. Багинский Б. А., Трубников М. Л. Бестрансформаторные выпрямители с улучшенными энергетическими показателями//

- Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей. — Таллин, 1986. — Ч. 2. — С. 73—75.
36. Проектирование стабилизированных источников электропитания радиоэлектронной аппаратуры/Л. А. Краус, Г. В. Гейман, М. М. Лапиров-Скобло, В. И. Тихонов. — М.: Энергия, 1980. — 288 с.
37. А. с. 1019565 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в постоянное/Быстров В. К., Николаев А. Г. — Оpubл. в Б. И., 1983, № 19.
38. Пентегов И. В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. — Киев: Наукова думка, 1982. — 424 с.
39. А. с. 832676 (СССР). Выпрямитель с утроением напряжения/С. И. Щербинин, Б. А. Багинский, М. М. Штейн. — Оpubл. в Б. И., 1982, № 19.
40. Щербинин С. И., Каханков А. Е. Источник электропитания с умножением напряжения и улучшенными энергетическими характеристиками//Электричество, 1987. — № 6. — С. 5—9.
41. Сазонов В. В. Компенсационно-параметрические импульсные стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1982. — 88 с.
42. Смольников Л. Е., Шаров Л. Н. Фильтрующие свойства импульсных стабилизаторов напряжения на транзисторах//Современные задачи преобразовательной техники. — Киев, 1975. — Ч. 3. — С. 396—403.
43. Гольдштейн Е. И., Мейер А. К. Пассивные сглаживающие фильтры. — Томск: Изд-во Том. ун-та, 1976. — 288 с.
44. Трибунский А. В. Сглаживающие фильтры источников питания средней и большой мощности: Обзоры по электронной технике. Сер. 7. — М., 1978. Вып. 3. — 44 с.
45. Матханов П. Н., Федоров К. А. Расчет сглаживающих фильтров с учетом временных характеристик//Техническая электродинамика, 1984. — № 3. — С. 31—34.
46. Бландова Е. С., Калинина Т. Я. Проектирование дросселей фильтров на кольцевых магнитопроводах из МО-пермаллоя//Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты, 1980. — Вып. 2(39). — С. 48—51.
47. А. с. № 777782 (СССР). Фильтр для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения/В. В. Сарв, Ю. Э. Сооярв. — Оpubл. в Б. И., 1980, № 41.
48. А. с. 1203658 (СССР). Устройство для ослабления пульсаций постоянного тока/Б. А. Багинский, М. Л. Трубников. — Оpubл. в Б. И., 1986, № 1.
49. Попов В. А., Руденко В. С. Безреактивное сглаживание пульсаций выходного напряжения в сетевых источниках вторичного электропитания с промежуточным повышением частоты//Проблемы преобразовательной техники. — Киев, 1983. — Ч. 6. — С. 74—77.
50. Миловзоров В. П., Мусолин А. К. Дискретные стабилизаторы и формирователи напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 248 с.
51. А. с. 678608 (СССР). Способ активно-импульсной фильтрации выпрямленного напряжения и устройства для его осуществления/Рипинский А. И., Пантелеев Л. П. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 29.

52. Жарский Б. К., Инякин И. А., Демшевский В. В. Способ преобразования однофазного напряжения переменного тока в постоянное стабилизированное//Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей. — Таллин, 1982. — С. 131—132.

53. А. с. 641605 (СССР). Устройство для компенсации пульсаций выпрямленного напряжения/Рябенский В. М. и др. — Оpubл. в Б. И., 1979, № 1.

54. А. с. 1377981 (СССР). Устройство для ослабления пульсаций постоянного тока на выходе выпрямителя/Багинский Б. А., Трубников М. Л. — Оpubл. в Б. И., 1988, № 8.

55. А. с. 1265938 (СССР). Устройство для ослабления пульсаций напряжения постоянного тока на выходе выпрямителя/Б. А. Багинский, М. Л. Трубников. — Оpubл. в Б. И., 1986, № 39.

56. А. с. 1203658 (СССР). Устройство для ослабления пульсаций постоянного тока/Б. А. Багинский, М. Л. Трубников. — Оpubл. в Б. И., 1986, № 1.

57. Васильев Ф. П. Численные методы решения экстремальных задач. — М.: Наука, 1980. — 457 с.

58. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование: Пер. с англ. — М.: Мир, 1975. — 428 с.

59. Багинский Б. А., Трубников С. Л. Высокоэффективный сглаживающий фильтр//Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей. — Таллин, 1986. — Ч. 2. — С. 122—124.

60. Сарв В. В. Взаимосвязь соотношения между напряжением и током и баланс энергии в линейном индуктивном и емкостном двухполюсниках с переменным параметром//Изв. АН ЭССР. Физика, математика. — Таллин, 1984. — Т. 2. — № 33. — С. 79—82.

61. А. с. 1357093 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в постоянное/Багинский Б. А., Трубников М. Л. — Оpubл. в Б. И., 1987, № 41.

62. А. с. 1394372 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в повышенное постоянное/Багинский Б. А., Трубников М. Л. — Оpubл. в Б. И., 1988, № 17.

63. Багинский Б. А., Трубников М. Л. Выпрямитель с расширенным диапазоном регулирования//Микропроцессорная техника и электромеханические устройства в автоматических системах. — Томск, 1987. — С. 86—92.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава I. Общие сведения о преобразователях переменного напряжения в постоянное и их элементах	
§ 1.1. Основные структурные схемы и параметры бестрансформаторных преобразователей переменного напряжения в постоянное	6
§ 1.2. Коэффициенты расчетных мощностей элементов преобразователей	12
§ 1.3. Способы регулирования выходного напряжения преобразователей	20
Глава II. Выпрямители понижающего типа	
§ 2.1. Методика анализа выпрямителей с индуктивно-емкостным сглаживающим фильтром	36
§ 2.2. Режимы работы дросселей в однофазных выпрямителях	46
§ 2.3. Однофазные выпрямители на базе мостовой схемы	56
§ 2.4. Однофазные составные выпрямители	65
§ 2.5. Трехфазные выпрямители понижающего типа	82
Глава III. Выпрямители повышающего типа	
§ 3.1. Выпрямители с управляемым энергообменом сглаживающего дросселя	101
§ 3.2. Выпрямители с промежуточными индуктивными накопителями	129
§ 3.3. Однофазные выпрямители на основе схемы удвоения напряжения	146
§ 3.4. Сравнительные характеристики однофазных повышающих выпрямителей	157
§ 3.5. Трехфазные повышающие выпрямители	163
Глава IV. Сглаживающие фильтры с управляемым энергообменом реактивных элементов	
§ 4.1. Распределение энергии в элементах Г-образного фильтра	178
§ 4.2. Принципы построения и схемы фильтров с пониженной энергоемкостью	184
§ 4.3. Анализ сглаживающего фильтра с активным звеном емкостного типа	194
§ 4.4. Сглаживающий фильтр с дополнительным активным звеном индуктивного типа	204
§ 4.5. Сглаживающий фильтр с управляемым энергообменом основного дросселя	211
Литература	216

Борис Антонович БАГИНСКИЙ

БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ

ИБ 2049

Редактор *Л. И. Дюканова*

Технический редактор *Г. Н. Гридина*

Корректор *О. П. Наумова*

Сдано в набор 19.02.88 г. Подписано к печати 29.05.90 г. КЗ09145.
Формат 84×108¹/₃₂. Бумага типографская № 3. Литературная
гарнитура. Высокая печать. Печ. л. 7. Усл. печ. л. 11,76. Уч.-изд. л. 11.
Тираж 500 экз. Заказ 5335. Цена 2 р.

Издательство ТГУ, 634029, Томск, ул. Никитина, 4.
Типография издательства «Красное знамя»,
634050, ГСП, Томск, пр. Фрунзе, 103.

Б. А. Багинский

БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ПЕРЕМЕННОГО
НАПРЯЖЕНИЯ
В ПОСТОЯННОЕ

